I TIRISTORI

110
Progetti pratici

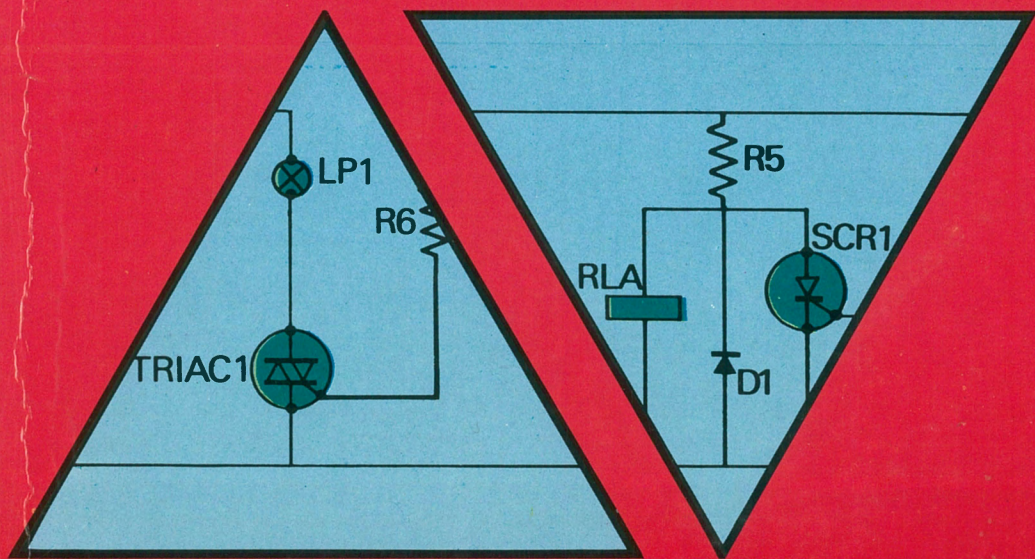
EDIZIONE ITALIANA

R.M. MARSTON

GRUPPO EDITORIALE JACKSON

LP1
R6
TRIAC1
R5
SCR1
RLA
D1

I TIRISTORI

110

Progetti pratici

R.M. Marston

GRUPPO
EDITORIALE
JACKSON
Via Rosellini, 12
20124 Milano

SOMMARIO

INTRODUZIONE

Gli S.C.R. ed i triac, sono interruttori ad alta velocità, allo stato solido. Possono lavorare sino a potenziali di centinaia di volt, e possono sopportare decine o centinaia di ampére. Hanno una vera e propria moltitudine di applicazioni, sia nell'ambito della casa che in quello dell'industria; possono essere impiegati per controllare l'accensione delle lampadine, la velocità di rotazione dei motori, i sistemi di riscaldamento, gli allarmi e via di seguito.

Questo manuale è stato scritto con l'intento di realizzare un lavoro utile sia allo sperimentatore elettronico che allo studioso o al progettista. Con questo concetto prefisso, il manuale inizia dalla spiegazione del funzionamento sia dello s.c.r. che del triac e prosegue illustrando ben centodieci utili progetti, nei quali s'impiegano i dispositivi detti. Tutti questi progetti sono stati ideati, costruiti e collaudati praticamente dall'autore, e vanno dal semplice allarme elettronico al sistema di riscaldamento molto sofisticato dalla regolazione completamente automatica. Molti dei progetti impiegano dei fondamenti concettuali assai avanzati, e sono di un indubbio interesse anche sul profilo strettamente tecnologico. Il circuito elettrico di ciascun progetto è spiegato in modo conciso ma completo, ed in tutti i casi nei quali vi è una necessità, non mancano delle note costruttive, esposte in maniera stringata ed essenziale ma non lacunosa.

Tutti i progetti sono elaborati impiegando dei componenti reperibili ovunque. I semiconduttori, per lo più sono di tipo americano, ma reperibili in tutte le nazioni europee. Il manuale è stato scritto con l'intento di poter essere utile sia ai lettori americani che a quelli europei, infatti. Laddove era possibile, sono stati trascritti i tipi ed i valori dei componenti per il lavoro con la rete a 120 e 220 (240) V. I valori per 220-240 V, sono dati tra parentesi, nei vari schemi. Le connessioni dei semiconduttori impiegati nei diversi progetti, sono riportate nell'appendice, come ausilio per le realizzazioni pratiche. Se non vi sono note contrarie, tutte le resistenze impiegate, sono del normale tipo da mezzo W.

R. M. Marston

CAPITOLO 1

PRINCIPI DI BASE CHE INFORMANO I PROGETTI

Gli S.C.R. ed i triac appartengono alla famiglia dei tiristori. In pratica, funzionano come interruttori elettronici ad alta velocità. Si tratta di dispositivi allo stato solido che possono lavorare a dei potenziali che giungono a diverse centinaia di volt, e che possono sopportare delle correnti di decine o centinaia di ampére. Possono essere impiegati per sostituire gli interruttori meccanici ed il relais nei più vari sistemi di controllo che funzionano in c.c. oppure in c.a. Possono regolare l'illuminazione di lampadine, la velocità di rotazione dei motori elettrici, i sistemi di riscaldamento o equipaggiare i più diversi sistemi d'allarme. Hanno una moltitudine d'impieghi nelle applicazioni casalinghe, industriali, ovunque serva un automatismo in genere.

In questo capitolo esamineremo le caratteristiche fondamentali di questi utilissimi dispositivi, e vedremo una prima selezione di circuiti d'impiego fondamentali che possono essere impiegati a scopo dimostrativo o per l'insegnamento.

Lo s.c.r.: teoria fondamentale

Lo s.c.r. o rettificatore controllato al silicio, è un dispositivo semiconduttore a quattro strati, e normalmente lo si rappresenta con il simbolo mostrato nella *Figura 1.1a.* È da notare che il simbolo rassomiglia a quello di un normale rettificatore, ma vi è in più un terminale detto «gate». Lo s.c.r. può lavorare come un interruttore aperto o chiuso, o come un rettificatore al silicio, in relazione all'impiego che si fa del gate.

La *Figura 1.1b* mostra il circuito equivalente dello s.c.r. realizzato tramite una coppia di transistor. Di base lo schema è quello di un interruttore elettronico complementare reazionato, nel quale la corrente di collettore del transistor npn Q_2 scorre direttamente nella base del transistor pnp q_2, e la corrente del collettore Q_2 scorre nella base del Q_1. Tale circuito aiuta molto a comprendere il funzionamento e le caratteristiche degli s.c.r.

La *Figura 1.1c* mostra la connessione basilare per l'impiego di uno s.c.r.

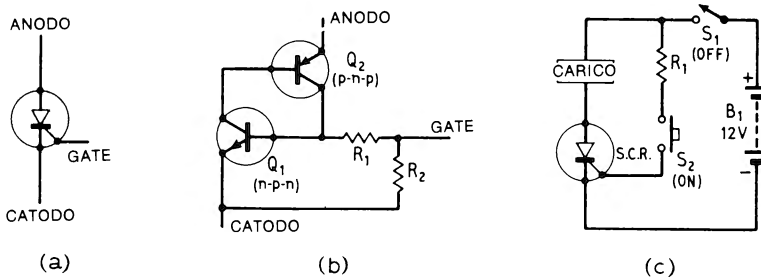



Figura 1.1 — In (a) simbolo dello S.C.R. In (b) circuito equivalente allo S.C.R. che utilizza dei transistori. In (c) connessione di base per l'azionamento dello s.c.r. come interruttore elettronico in c.c.

come interruttore per la c.c. Il carico è connesso in serie all'anodo ed al catodo dello s.c.r., verso l'alimentazione. In tal modo l'anodo risulta più positivo del catodo. Il gate giunge al positivo generale tramite R_1 ed S_2.

Il funzionamento basilare dello s.c.r. può essere facilmente compreso se si fa riferimento alle *Figure 1.1b* ed *1.1c* e si nota che avvengono i seguenti fenomeni:

(1) Quando si applica l'alimentazione allo s.c.r. (chiudendo S_1 di *Figura 1.1c*) lo s.c.r. all'inizio è «interdetto» ed appare come un circuito aperto (tra anodo e catodo). Osservando la *Figura 1.1b* si nota che questo tipo di funzionamento è provocato dal fatto che la base del Q_1 è cortocircuitata al catodo tramite R_1 ed R_2; in tal modo il Q_1 resta nello stato d'interdizione ed invia una corrente trascurabile, dal suo collettore alla base del Q_2, che quindi resta a sua volta interdetto ed invia una corrente infima alla base del Q_1. In tal modo, ambedue i transistori sono bloccati, interdetti, e tra l'anodo ed il catodo del dispositivo rappresentato dall'assieme circola solamente una corrente di perdita estremamente ridotta.

(2) Lo s.c.r. può essere innescato e fatto funzionare come un normale diodo rettificatore al silicio applicando una certa corrente positiva al suo gate, il che si attua chiudendo il pulsante S_2. Quando circola tale corrente, lo s.c.r. assume un funzionamento di tipo reattivo, infatti un transistor alimenta l'altro, nel circuito di *Figura 1.1b*, e si ha lo scatto nella conduzione che avviene rapidissimamente, cosicché la piena corrente stabilita dal carico circola tra anodo e catodo. Così come nel caso del normale rettificatore al silicio, si ha un potenziale di saturazione che vale uno o due volt, che è sviluppato tra l'anodo ed il catodo dello s.c.r. quando si ha il regime di conduzione. Con riferimento alla *Figura 1.1b*, il funzionamento può essere spiegato nei dettagli come ora diremo.

Quando il gate diviene positivo nei confronti del catodo, si ha una corrente

di gate che scorre tramite R_2 ed R_1 nella giunzione base-emettitore del Q_1. Se la corrente è sufficientemente ampia, il Q_1 risulta polarizzato per la conduzione e la sua corrente di collettore circola nella base del Q_2. Questa corrente di base, è amplificata dal Q_2 e riportata alla base del Q_1; ne segue una ulteriore amplificazione e l'intensità è portata al Q_2. Si ha quindi, come avevamo detto in precedenza, un'azione reattiva, ed ambedue i transistor vanno rapidamente nella saturazione. In queste condizioni, la tensione di saturazione anodo-catodo è eguale alla somma della tensione di saturazione del Q_2 più la tensione diretta base-emettitore del Q_1. La grandezza relativa è di uno oppure due V. I moderni s.c.r. hanno un tempo d'innesco che vale pochi microsecondi.

(3) Una volta che lo s.c.r. sia innescato, e conduca il gate non esercita più alcun controllo e lo s.c.r. rimane nella conduzione diretta anche se la polarizzazione del gate è completamente eliminata. In tal modo, appunto, basta un breve impulso positivo per portare nella conduzione uno s.c.r. Vi è un rapporto grandissimo tra l'ampiezza della corrente del gate e quella dell'anodo del dispositivo, e tale rapporto può essere inteso come un *guadagno di corrente*, visto che è sufficiente applicare una piccola potenza elettrica al gate per controllare una grande potenza all'anodo, ovvero al carico esterno.

Quanto detto, appare evidentissimo da una ulteriore analisi della *Figura 1.1b*. Basta inviare una corrente molto limitata alla base del Q_1 tramite R_1, ed inizia subito l'azione reattiva, ma una volta che la reazione si sia completata, l'intensità che mantiene Q_1 nella conduzione che satura il tutto, è fornita dal collettore del Q_2, sicché il sistema rimane autoagganciato, anche se si toglie la corrente dal terminale di gate. R_1 assicura che la corrente della base continui a circolare anche se i terminali di gate e catodo sono posti in corto o polarizzati all'inverso; in tal modo si spiega il fatto che il gate perda ogni attività di controllo, una volta scattata la conduzione.

Siccome Q_1 e Q_1 sono collegati in modo da formare un assieme a reazione positiva, il guadagno offerto da ciascuno si somma a quello dell'altro. Tipicamente, uno s.c.r. offre un guadagno di corrente, tra il circuito di gate e quello anodico, dell'ordine di migliaia di volte. Bastano alcuni milliampére sul gate per controllare delle correnti anodiche di vari Ampére. Il gate di uno s.c.r. ha una caratteristica di funzionamento non lineare, simile a quella della base di un normale transistor al silicio (il che appare evidente osservando la *Figura 1.1b*), ed il potenziale del gate, basta che sia dell'ordine di 1 V per far scattare in conduzione uno s.c.r. Un normale s.c.r. sovente può essere impiegato per commutare delle tensioni che abbiano dei valori dell'ordine di centinaia di V, ed in tal modo si può dire che il dispositivo presenti anche un elevato *guadagno in tensione*. Di conseguenza, si ha un *guadagno di potenza* estremamente elevato (la potenza vale Volt × Ampére). Bastano dei milliwatt applicati al gate per controllare dei Kilowatt sul carico.

(4) Una volta che lo s.c.r. sia scattato nella conduzione, può essere interdetto solamente riducendo momentaneamente a zero la sua corrente anodica,

o comunque al di sotto di quel valore che vien definito *valore minimo di aggancio* (o «di tenuta»). Siccome il passaggio all'interdizione interviene quando la corrente è diminuita al di sotto del valore critico, ne segue che nei circuiti che funzionano in alternata, lo *spegnimento* dello s.c.r. interviene automaticamente ogni volta che la sinusoide di rete attraversa lo zero; come dire al termine di ciascun semiperiodo. Per comprendere come mai lo spegnimento segua la discesa della corrente al valore minimo, dobbiamo ancora una volta riferirci allo schema di *Figura 1.1b.* In pratica, il guadagno in corrente dei due transistori decade, quando la corrente anodica scende, ed il circuito si sgancia dalla condizione reattiva quando la corrente del terminale anodo cala ad un valore tale da provocare un guadagno complessivo pressoché unitario. La minima corrente per la tenuta in conduzione ha un valore tipico di alcuni mA.

(5) Vi è un certo valore di capacità interna, tra anodo e gate di uno s.c.r. Di conseguenza, se una tensione dalla rapida crescita è applicata all'anodo di uno s.c.r., questo valore interno provoca il trapasso di una parte dell'impulso al gate, ed in tal modo l'elemento effettua una sorta di «auto-trigger» innescando spontaneamente. Tale effetto è definito «rate-effect» e l'innesco può essere provocato da dei transistori sulla linea di alimentazione, e talvolta può anche avvenire quando si applica la tensione anodica tramite un interruttore. Il problema causato dal «rate-effect» può essere superato collegando un semplice sistema R-C di smorzamento tra l'anodo ed il catodo dell'elemento.

Circuiti base per l'impiego dello s.c.r. in corrente continua

Avendo esaminate le funzioni basilari dello s.c.r., possiamo ora dare un'occhiatina ad alcuni circuiti basilari che possono mostrare tali funzioni all'opera.

La *Figura 1.2a*, mostra un semplice circuito interruttore che controlla una

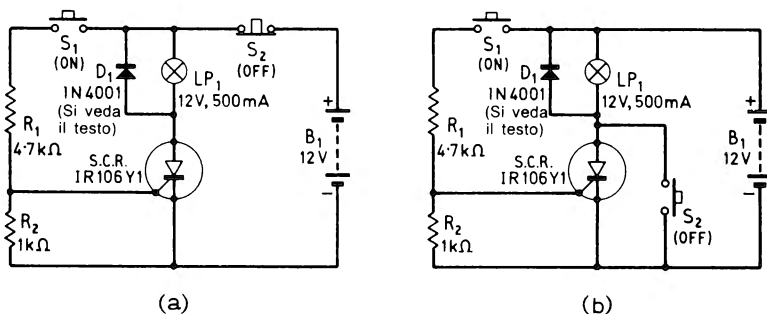



Figura 1.2 — In (a) semplice circuito d'interruttore elettronico che impiega uno s.c.r. In (b) circuito alternativo d'interruttore elettronico.

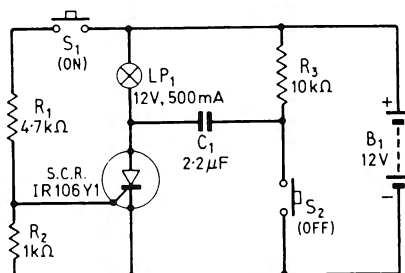



Figura 1.3 — Sistema di spegnimento che impiega un condensatore.

lampadina a filamento tramite una tensione a 12 V. L'assorbimento della lampada è 500 mA. Com'è ovvio, la lampadina può essere sostituita da un carico equivalente, volendo, ma se s'impiega un sistema induttivo, questo deve essere shuntato da un diodo di smorzamento (D_1), per evitare ogni danno provocato dalla tensione inversa che interviene allorché lo s.c.r. è commutato in conduzione o nell'interdizione. Lo s.c.r. che s'impiega nel circuito deve essere in grado di commutare una corrente massima di 2 A, e deve poter essere portato nella conduzione da una corrente di gate molto bassa; alcune centinaia di μA. La corrente del gate è erogata tramite la resistenza limitatrice R_1 ed il pulsante S_1. La R_2, collegata tra il gate dello s.c.r. ed il catodo migliora la stabilità nella stessa misura in cui la migliora una analoga resistenza collegata tra la base e l'emettitore di un normale transistor.

Il circuito di *Figura 1.2a* può essere messo in azione chiudendo brevemente S_1. Una volta che il complesso abbia lo s.c.r. innescato, rimane in funzione di continuo anche se S_1 è lasciato andare nella posizione di riposo: circuito aperto. Per interdire il funzionamento, occorre ridurre momentaneamente la tensione anodica dello s.c.r. a zero, premendo S_2. In alternativa, è possibile far tornare a riposo il funzionamento cortocircuitando lo s.c.r.: *Figura 1.2b*, azionamento dello S_2.

La *Figura 1.3* mostra un terzo sistema per ottenere il disinnesco dello s.c.r.

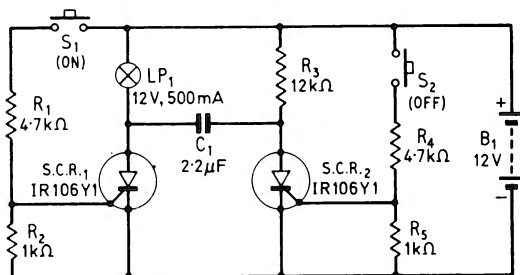



Figura 1.4 — Sistema di spegnimento che utilizza uno s.c.r. sussidiario.

In questo caso, una volta che l'elemento sia posto nella consuzione, il C_1 si carica tramite R_3 e lo s.c.r. medesimo, sino a raggiungere un valore eguale a quello dell'alimentazione; il lato che è connesso ad R_3 diviene positivo. Quando si aziona S_2, il lato positivo del C_1 è portato alla massa, ed il condensatore si scarica di colpo, forzando l'anodo dello s.c.r. a divenire negativo per un brevissimo tempo. In tal modo, lo s.c.r. «vede» una polarizzazione inversa, e va nell'interdizione. La carica del condensatore, in queste condizioni, si disperde molto in fretta, ma quei pochi microsecondi nei quali l'anodo è portato al negativo, sono sufficienti per assicurare il disinnesco. Si deve notare che, mantenendo chiuso S_1 dopo che la carica è stata dispersa, si ha un nuovo ciclo di carica, per il condensatore, ma nella direzione inversa, tramite il carico rappresentato dalla lampada; per tale ragione, il C_1 deve essere un modello non polarizzato, come i vari tipi isolati in Mylar o poliestere.

Una variazione del sistema di spegnimento capacitivo, è mostrata nella *Figura 1.4*. In questo caso, s'impiega uno s.c.r. «di servizio» che sostituisce lo S_2 della *Figura 1.3*. Lo smorzamento capacitivo dello SCR_1 è ottenuto dando allo SCR_2 un breve impulso di accensione tramite S_2, che, si noti bene, può essere un elemento capace di condurre delle intensità piccolissime. Lo SCR_2 s'interdice quando lo S_2 è lasciato andare a riposo, visto che l'intensità anodica assicurata da R_3 è più bassa di quella che serve per ottenere l'autoallacciamento.

La *Figura 1.5* mostra il circuito di un interessante bistabile, o flip-flop, costituito da due s.c.r. che pilotano due lampade che formano il carico indicativo. Assumiamo che lo SCR_1 sia nella conduzione e che lo SCR_2 sia nell'interdizione. In tal modo, il C_1 (non polarizzato) raggiungerà la piena carica quando il suo terminale collegato alla LP_2 diverrà positivo. Lo stato del circuito può essere permutato premendo momentaneamente S_2. In tal caso, lo SCR_2 sarà pilotato nella conduzione tramite il suo gate, ed in tal modo lo SCR_1 sarà spento per via capacitiva tramite la connessione anodica. Subito dopo, il C_1 inizierà a caricarsi nella direzione inversa. Una volta che la ricarica sia completa, lo stato del circuito può essere cambiato di nuovo impiegando S_1, come dire, pilotando SCR_1 tramite il suo gate, ed in tal modo portan-

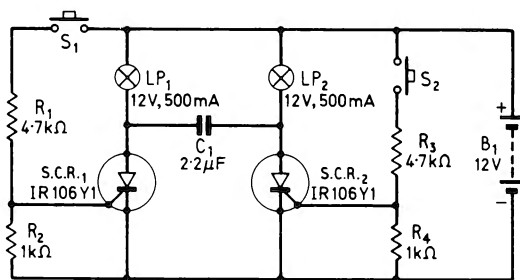



Figura 1.5 — Bistabile o «flip-flop» che impiega due s.c.r.

do SCR_2 nell'interdizione tramite l'accoppiamento capacitivo all'anodo. Il funzionamento di flip-flop può continuare ed essere ripetuto *ad infinitum.*

Tutti i circuiti funzionanti in corrente continua che abbiamo visto sino a questo punto, hanno un semplice carico formato da un filamento incandescente, quindi sono automaticamente del tipo «ad autoallacciamento». Nella *Figura 1.6a,* si vede un semplice circuito di allarme che utilizza un campanello «tipo cicalino», come dire munito di un contatto interno che s'interrompe ciclicamente, ad una frequenza prestabilita. Altrettanto avviene con sirene rotanti e simili. Quando dei carichi che prevedono un contatto interruttore interno, come i detti, sono connessi ad un circuito s.c.r., evidentemente la corrente circola nel sistema di contatto o di contatti, ed induce un campo magnetico nel solenoide. Nel momento in cui il solenoide attrae l'armatura mobile, ed il battacchio percuote la campana, nel caso più semplice, la corrente crolla a zero mentre il campo magnetico decade. Con l'annullamento del campo magnetico, però, l'armatura mobile torna a riposo attratta da una molla ed il contatto si richiude. In tal modo, gli azionamenti si ripetono all'infinito.

Osservando il complesso, in sostanza, abbiamo un tipo di carico che può essere assimilato ad una sorta d'interruttore che si apre e si richiude di continuo. Quando questo tipo di carico è connesso come si vede nella *Figura 1.6a,* il circuito ovviamente non funziona ad autoritenuta, e l'allarme suona sin che S_1 è mantenuto chiuso. In funzione della natura induttiva del carico, è necessario collegare ai capi del campanello o di altro sistema analogo impiegato, un diodo di smorzamento, come si vede nello schema.

Se tuttavia si vuole rendere il circuito «*auto-allacciante*», nel senso che funzioni sino a che non interviene un sistema di spegnimento esterno, basta collegare una resistenza da 470 Ohm in parallelo al sistema di allarme, come si

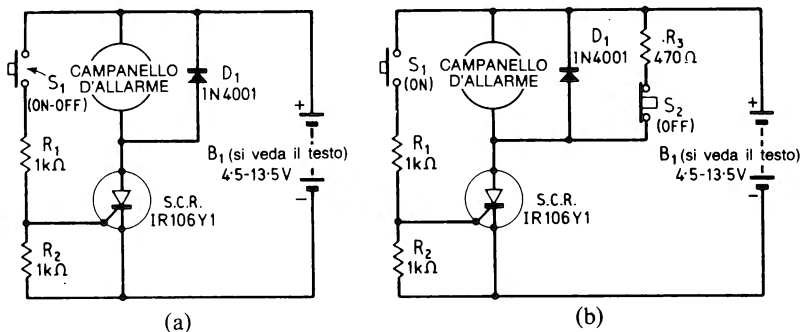



Figura 1.6 — In (a) semplice circuito di allarme s.c.r. che non effettua l'agganciamento automatico nella conduzione. In (b) semplice circuito di allarme s.r.c. che effettua l'autoallacciamento nella conduzione.

vede nella *Figura 1.6b.* In questo caso, la corrente anodica dello s.c.r. non va a zero quando il sistema di allarme si autointerrompe, ma semplicemente cala ad un valore impostato dalla R_3, e dalla tensione della batteria. Se tale intensità è più grande di quella che serve per l'autoallacciamento dello s.c.r., com'è logico, il diodo controllato conduce di continuo. Il circuito può essere sbloccato con una breve pressione sullo S_2, ed in tal modo, la corrente circola solo nel contatto dell'interruttore, sicché lo s.c.r. disinnesca non appena S_1 è aperto.

Il sistema di allarme mostrato nella *Figura 1.6* può utilizzare qualunque campanello o cicalino o campana elettrica, o sirena elettromeccanica, o clackson che abbia una tensione di lavoro compresa tra 3 e 12 V, con una corrente non più grande di 2 A. La batteria, o altro sistema di alimentazione, deve erogare un valore in tensione grossomodo più grande di 1,5 V rispetto alla V L del sistema di avviso, per compensare la tensione di saturazione che è «persa» nello s.c.r. innescato.

La *Figura 1.7* mostra un circuito che può essere impiegato per dimostrare il «rate-effect» o innesco parassitario di uno s.c.r. per via capacitiva, del quale abbiamo già parlato, e la relativa soppressione. In questo caso, allo s.c.r., come carico, è applicata una lampadina da 3 V in serie all'annodo, ed il tutto impiega una pila da 4,5 V come sorgente generale dell'alimentazione, che è applicata tramite S_1. Si prevede il collegamento di un cicalino alimentabile con 4,5 V in parallelo all'alimentazione generale, tramite S_2, ed i relativi transitori, in tal modo, saranno applicati sulla linea +/— per disturbare studiatamente i valori in gioco con dei picchi ripidi di tensione sovraimpressa. Il tipo di «modulazione» che si ottiene, dovrebbe provocare l'autoinnesco dello s.c.r. tipo IR 106Y1, che il critico livello di 20 V / µs per il «rate-of-rise», ovvero per l'agganciamento parassitario.

Per dimostrare come avviene l'innesco casuale, si aprirà S_3, in modo da distaccare il circuito di protezione dall'anodo dello s.c.r. e si applicherà l'alimentazione chiudendo S_1. In tal modo, la LP_1 rimarrà spenta, essendo a massa il gate dello s.c.r. tramite R_1. Per ottenere l'innesco casuale, si azionerà S_2 per far sì che il campanello o cicalino inizi a suonare. Non appena il detto funziona, come sappiamo, sovrappone sulla linea di alimentazione generale una sorta di «modulazione» costituita da transitori dal livello molto elevato, ed i picchi relativi, che appaiono all'anodo dello s.c.r. lo porteranno nella conduzione; di conseguenza, si avrà l'accensione della lampadina che forma il carico, senza alcun azionamento sul circuito di gate. Può accadere che la lampada non si accenda. Ciò può dipendere da un unico fatto: che la pila di alimentazione generale abbia una resistenza interna molto bassa. Per ottenere comunque l'azionamento, a livello di dimostrazione, si può collegare una resistenza da 0,5 Ohm in serie con uno dei due poli della pila. Una volta che la lampadina è stata accesa dall'effetto parassita, è possibile spegnerla riaprendo per un momento S_1.

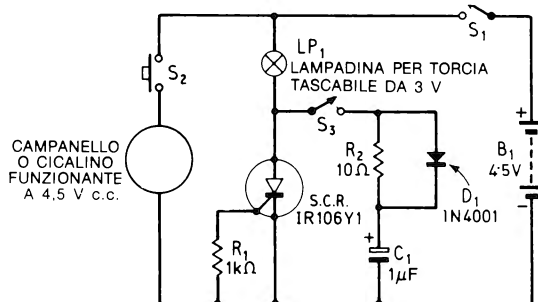



Figura 1.7 – Circuito di dimostrazione dell'innesco parassitario a causa di sovratensioni impulsive.

In tal modo, dimostrato l'effetto delle sovratensioni, si può verificare lo spegnimento rialimentando il tutto, chiudendo S_3 ed azionando il cicalino tramite S_2. Quando S_3 è chiuso, la resistenza della lampada, con il C_1, forma un sistema di «spianamento» che riduce di molto il valore del rate-of-rise anodico; in pratica, si ha un valore al quale lo s.c.r. non innesca anche se il cicalino è in funzione. Nel caso che lo s.c.r. entri in azione malgrado tutto, è necessario aumentare il valore del C_1 sino a che si ottiene il funzionamento corretto. Il funzionamento del circuito di protezione è il seguente: C_1 si carica al valore della pila, non appena si chiude S_1, e la R_2, che è posta in serie al condensatore, limita la corrente di scarica ad un valore di sicurezza per l'anodo dello s.c.r. Il D_1 fa sì che R_2 appaia come una sorta di cortocircuito virtuale per i picchi che appaiono all'anodo, tuttavia, visto che la R_2 non influenza la costante di tempo, si ha la maggior soppressione tramite il sistema di protezione che è in verità costituito dal C_1 e dalla resistenza della lampada. In diverse applicazioni, non estremamente critiche, il D_1 può anche essere eliminato.

Circuiti base per l'impiego dello s.c.r. in corrente alternata

La *Figura 1.8* mostra un circuito di accensione e spegnimento, funzionante a semionda, per una lampada da 100 W, alimentabile tramite la rete, a 120-125, oppure 220-240 V. Quando S_1 è aperto, non vi è pilotaggio per il gate dello s.c.r., ed in tal modo, sia lo s.c.r. che la lampada sono inerti. Supponiamo, a questo punto, che lo S_1 sia chiuso. All'inizio di ciascun semiperiodo positivo, lo s.c.r. rimane ancora interdetto, anche se la tensione di rete giunge al gate tramite D_1 ed R_1. Man mano che il periodo di rete procede, al gate giunge una tensione abbastanza ampia per produrre il fenomeno di reazione interna che abbiamo visto nei dettagli, e la lampada s'illumina. Nel momento in cui lo s.c.r. conduce, la sua tensione anodica cala pressoché a zero, ed in tal modo il pilotaggio tramite il gate non ha ulteriore effetto. In tal momento, nello s.c.r. circola una intensità notevole, quindi il semiconduttore re-

sta autoallacciato (nello stato di conduzione) per tutto il semiperiodo. Lo s.c.r. disinnesca automaticamente quando il semiperiodo finisce e la corrente anodica cala a zero.

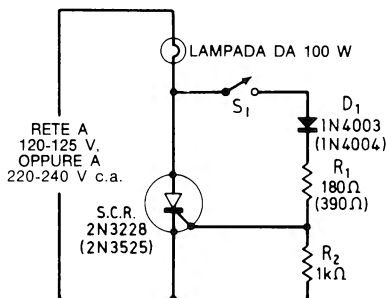



Figura 1.8 — Interruttore elettronico s.c.r. alimentato dalla rete - luce.

Tale funzione si ripete di continuo, come dire che lo s.c.r. innesca poco dopo che è iniziato il semiperiodo positivo, sempreché S_1 sia chiuso, e praticamente metà della potenza di rete è applicata alla lampada. Lo s.c.r. e la lampada si spengono quando S_1 è riaperto, visto che, come abbiamo detto, il semiconduttore disinnesca automaticamente al termine di ciascuna semionda positiva.

Il diodo D_1 in questo circuito previene la polarizzazione inversa del gate dello s.c.r., come avverrebbe durante le semionde negative. La R_1 ha un valore piuttosto basso, ed in tal modo lo s.c.r. è innescato il più tardi possibile, in ciascun semiperiodo; peraltro, il valore è già abbastanza elevato da limitare la corrente di picco del gate ad un valore di sicurezza anche nel caso che S_1 sia chiuso proprio nel momento in cui la tensione di rete ha il valore di cresta. È da notare comunque, che anche se delle tensioni dal picco molto elevato, quindi accompagnate da dei valori importanti di corrente, giungono alla R_1, tali valori sono applicati solo per quei pochi microsecondi nei quali lo s.c.r. muta il proprio stato dal disinnesco all'innesco; di conseguenza la dissipazione nella R_1 rimane limitata, e si può impiegare tranquillamente un elemento da mezzo W, per la resistenza.

Lo S.C.R. può essere impiegato in una grande varietà di modi per ottenere il controllo a semionda. Nelle *Figure 1.9 ed 1.10*, la tensione alternata è convertita in una tensione c.c. priva di filtraggio, quindi pulsante, tramite i rettificatori a ponte $D_1 - D_4$, e tale tensione pulsante è applicata allo s.c.r. Sin che S_1 rimane aperto, lo s.c.r. è interdetto, cosicché tramite il ponte ed il carico circola una corrente prossima allo zero. Se si chiude lo S_1, lo s.c.r. risulta pilotato per brevi periodi, durante le semionde della corrente non spianata, ed al carico perviene l'intera rete. Non appena lo s.c.r. diviene conduttore, in

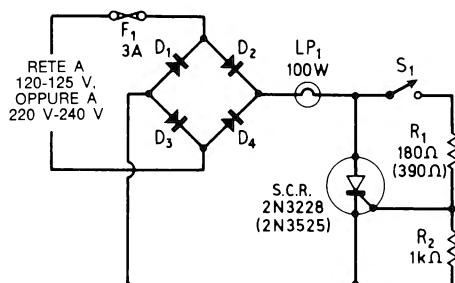



Figura 1.9 — Interruttore elettronico s.c.r. che aziona un carico previsto per il funzionamento in c.c. $D_1 - D_4$: diodi rettificatori al silicio da 3 A e 200 V di picco inverso (oppure per 200 V, diodi rettificatori al silicio da 3 A e 400 V di picco inverso).

ciascun semiperiodo, il pilotaggio al gate è tolto automaticamente, ma il dispositivo rimane «agganciato» per la durata della semionda, come abbiamo visto in precedenza. Lo s.c.r. torna a riposo automaticamente alla fine di ciascun semiperiodo e la sua corrente anodica ricade a zero automaticamente, come dire che aprendo S_1 il carico non è più alimentato.

È da notare che nel circuito di *Figura 1.9* il carico è collegato alla corrente continua erogata dal ponte, quindi il circuito, sostanzialmente, è un sistema di controllo per carichi funzionanti in continua. Sull'ingresso in alternata che fa capo al ponte è posto un fusibile che protegge l'assieme di diodi se uno di

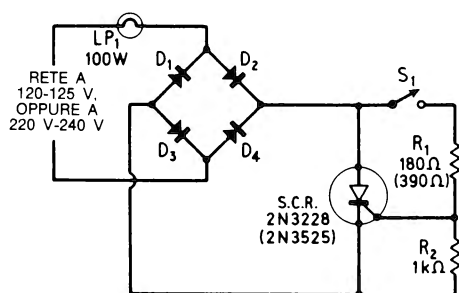



Figura 1.10 — Interruttore elettronico s.c.r. che aziona un carico previsto per il funzionamento in c.a.

essi va fuori uso. Nella *Figura 1.10* si vede un circuito che ha il carico inserito sul percorso dell'alternata che alimenta il ponte; in tal modo il sistema di controllo serve un carico che funziona in c.a. In questo caso, il fusibile non serve poiché il carico limita automaticamente l'intensità ad un valore di sicurezza, se si guasta un componente.

Nella *Figura 1.11*, infine, si osservano due s.c.r. collegati in antiparallelo per alimentare il carico su ambedue le semionde (ad onda intera, quindi).

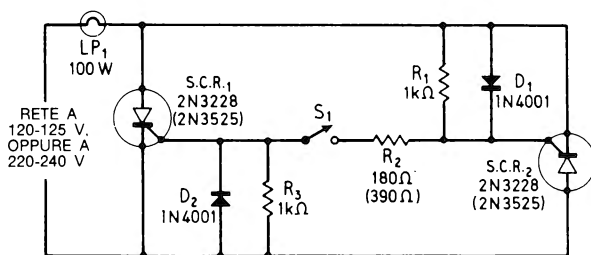



Figura 1.11 — Interruttore di rete che impiega due s.c.r. operante su ambedue le semionde.

Quando S_1 è aperto, i due gates non sono polarizzati, ed in tal modo il carico non è alimentato. Chiudendo S_1, durante il semiperiodo positivo della rete, D_1 ed R_2 polarizzando il gate dello SCR_1. Durante il semiperiodo negativo, è lo SCR_2 ad essere polarizzato tramite D_2 ed R_2. In tal modo si ha il controllo ad onda intera, appunto.

I triac: principi di funzionamento e progetti che li impiegano

Lo S.C.R. è un tiristore unidirezionale. È attraversato da una corrente unidirezionale, che va dall'anodo al catodo. Anche i triac sono membri della famiglia dei tiristori, ma sono dispositivi bidirezionali. Possono lasciar circolare la corrente in ambedue le direzioni. Per la maggioranza delle applicazioni, un triac può essere considerato come una coppia di s.c.r. collegati in antiparallelo in un singolo involucro munito di tre terminali, visto che i gates sono riuniti. Il triac può essere impiegato come interruttore allo stato solido per il controllo di carichi anche dalla potenza elevata. Normalmente, è disinnescato, ma entra nella conduzione se al gate si applica un segnale dall'ampiezza prevista.

La *Figura 1.12a* mostra il simbolo che s'impiega per indicare il triac, e nel-

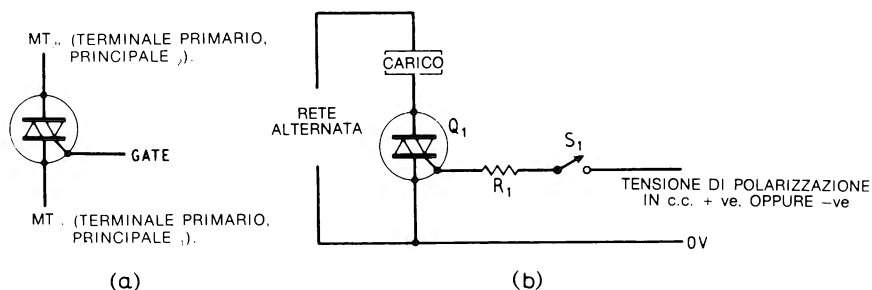



Figura 1.12 — In (a) simbolo del triac. In (b) circuito basilare d'interruttore triac che impiega il pilaggio in c.c. per il gate.

la *Figura 1.12b* si vede la connessione di base per l'utilizzo del dispositivo come interruttore per l'alimentazione di carichi che lavorano in alternata. Il carico è collegato in serie con gli elettrodi principali del triac, ed il tutto è posto in parallelo alla rete; chiudendo S_1, si applica la polarizzazione di gate al triac.

Il triac mostra delle caratteristiche di funzionamento molto simili a quelle di due s.c.r. collegati in antiparallelo. Con riferimento alla *Figura 1.12b*, il funzionamento è il seguente.

(1) Normalmente, senza alcun segnale applicato al gate, il triac è disinnescato ed appare come un circuito aperto (tra i terminali MT_1 ed MT_2). In ambedue le direzioni circola solo una intensità del tutto trascurabile, sicché il carico non è alimentato.

(2) Se il terminale MT_2 è molto più negativo o positivo dello MT_1, il triac può essere innescato (in questo caso assume l'aspetto di un interruttore chiuso, tra i terminali MT_1 ed MT_2). Ciò avviene se si applica un segnale dall'ampiezza sufficiente al terminale di gate tramite S_1. Il dispositivo innesca in un tempo estremamente ridotto: pochi microsecondi.

(3) Una volta che il triac sia stato portato all'innesco tramite il gate, resta autoallacciato sin che tra i terminali principali circola una determinata intensità. Per portare nell'innesco il triac sul gate serve solo un breve impulso.

(4) Una volta che il triac si sia autoallacciato, il gate perde ogni facoltà di controllo ed il dispositivo può essere disinnescato solo riducendo pressoché a zero la corrente che circola tra i terminali principali, ovvero al di sotto del livello di tenuta. Di conseguenza, quando il triac è impiegato come interruttore per carichi alimentati dalla rete, disinnesca ogni volta che la sinusoide assume un valore zero; come dire al termine di ciascun semiperiodo.

(5) Quando il dispositivo è innescato, tra i terminali maggiori (principali) si sviluppa la tensione di uno o due V, che deriva dalla saturazione. Se quindi un triac commuta un carico che assorbe 10 A tramite la rete al valore di 240 V, e vi è un potenziale di saturazione di 1,5 V, la potenza controllata è di 2400 W, ma nel triac «va persa» una potenza dell'ordine dei 15 W. Questi 15 W possono essere facilmente dissipati collegando al triac un radiatore adeguato. In sostanza, quindi, il triac costituisce un efficace sistema di controllo per carichi che funzionano in alternata.

(6) Il triac può essere innescato sia con un impulso positivo che negativo applicato al gate, senza alcun riferimento alla polarizzazione del valore che appare ai terminali principali. Il dispositivo ha quindi quattro possibili modi d'innesco che sono i seguenti:

Modo I^+	= lo MT_2 ha una corrente di +ve,	il gate una corrente di	+ve.
Modo I^-	= lo MT_2 ha una corrente di +ve,	il gate una corrente di	—ve.
Modo III^+	= lo MT_2 ha una corrente di—ve,	il gate una corrente di	+ve.
Modo III^-	= lo MT_2 ha una corrente di—ve,	il gate una corrente di	—ve.

La sensibilità del gate nei modi d'innesco I^+ e III^- sono relativamente elevate. Le sensibilità nei modi d'innesco I^- e III^+ sono pressoché uguali nei triac moderni, ma valgono circa la metà di quelle ottenute nei modi d'innesco I^+ e III^-. Il gate mostra una curva caratteristica non lineare, simile a quella dello s.c.r. Per produrre l'innesco di un triac è sufficiente una tensione al gate di uno o due Volt con una intensità di qualche decina di milliampere. Così, come nel caso dello s.c.r., ma a maggior ragione, vi è quindi un notevole «guadagno di potenza» tra il gate del triac ed il carico.

Avendo così esaminato le caratteristiche più interessanti del triac, possiamo dare un'occhiata ad alcuni circuiti commutatori fondamentali che dimostrano quanto detto in modo pratico.

La *Figura 1.13* mostra lo schema definito di un interruttore a triac innescato mediante un trigger. Quando lo S_1 è aperto, nel gate del triac non scorre alcuna intensità, quindi il dispositivo è disinnescato e nel carico non circola corrente. Quando si chiude S_1, al gate si applica la giusta polarizzazione tramite R_1 ed il triac al momento innesca, equivalendo ad un interruttore chiuso. In queste condizioni, il carico è alimentato completamente.

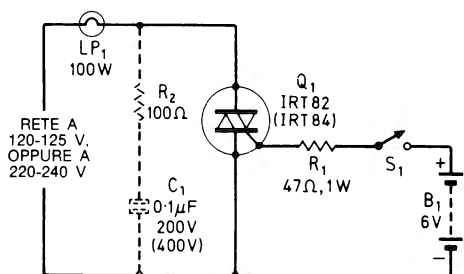



Figura 1.13 – Interruttore di rete impiegante un triac munito di polarizzazione in c.c. per il gate.

È da notare che in questo circuito al gate si applica sempre una tensione positiva, qual che sia la polarizzazione dello MT_2. Si può quindi dire che il triac sia portato nell'innesco con i modi alternativi I^+ e III^+. Il valore della R_1 è abbastanza basso per dare il trigger al dispositivo anche nel modo d'innesco III^+, che è relativamente poco sensibile.

Il carico del triac, nella *Figura 1.13*, è rappresentato da una lampadina ad incandescenza, ma naturalmente può essere costituito da altri dispositivi. Se come carico s'inserisce un motore; o altro sistema induttivo, è necessario collegare la serie $R_2 - C_1$ tra i punti indicati. Le correnti e le tensioni alternate hanno uno sfasamento rispetto a quelle che circolano nei carichi induttivi: quando il triac disinnesca e la sua corrente dei terminali primari cade a zero, al termine di ciascun semiperiodo, di conseguenza, si hanno dei forti picchi

instantanei di tensione che derivano proprio dalle differenze di fase, e che sono applicati al triac. Se il rapporto di salita di queste tensioni di commutazione superano il valore critico, possono re-triggerare il triac che in tal modo rimarrebbe continuamente innescato. Il problema può essere superato appunto collegando R_2 e C_1 che servono per evitare ogni innesco spurio, limitando il rapporto di crescita della tensione al valore di sicurezza di circa 1 V / μs.

La *Figura 1.14*, mostra come si possa impiegare il triac come semplice interruttore, con il trigger ricavato direttamente dalla rete-luce. Quando S_1 è aperto, il gate non riceve alcuna polarizzazione, sicchè la lampada rimane spenta. Supponiamo, tuttavia, che S_1 sia chiuso. All'inizio di ciascun semiperiodo di rete, il triac è disinnescato, e la tensione giunge al gate tramite la lampada e la R_1. Non appena il semiperiodo cresce in ampiezza, si ha una tensione abbastanza elevata per dare il trigger al triac e la lampada si accende. Una volta che il triac sia innescato, si ha il fenomeno dell'autoinnesco, la saturazione, ed il valore applicato al gate non interessa più, sino al termine del semiperiodo. Una volta che la rete «ripassi per lo zero» il triac si spegne, visto che la corrente tra i terminali primari cade a zero.

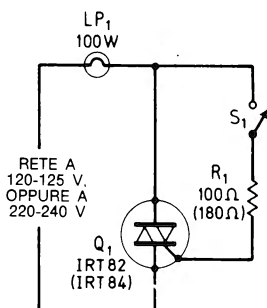



Figura 1.14 — Sistema interruttore completamente controllato dalla rete.

Con l'inizio del successivo semiperiodo si ha un nuovo azionamento del gate e tutto il ciclo si ripete per ciascuna semionda. Il triac e la lampada si spengono riaprendo S_1. È da notare che in questo circuito il trigger è dato nei modi di lavoro più sensibili: I^+ e III^-. La R_1 ha un valore abbastanza basso per assicurare che il triac sia innescato in ciascun semiperiodo, ma al tempo stesso, il suo valore è abbastanza elevato per limitare la corrente di picco sul gate ad un valore di sicurezza, anche se S_1 è chiuso nel momento in cui il semiperiodo di rete ha il massimo valore.

Infine, nella *Figura 1.15* si vede come è possibile collegare il triac come commutatore a tre posizioni: *Spento*; *Funzionamento a semionda*; *Piena accensione*. In dettaglio, quando S_1 è nella posizione «1», non vi è polarizzazio-

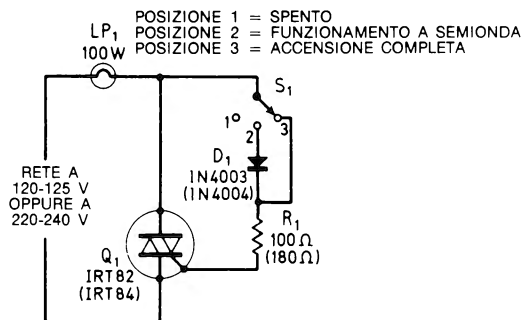



Figura 1.15 — Interruttore funzionante a rete dal triplo comando.

ne, per il gate, sicché sia il triac che la lampada rimangono spenti. Spostando S_1 nella posizione «2» la polarizzazione per il gate giunge tramite il D_1, quindi solo nei semiperiodi positivi, cosicché la lampada è alimentata a metà della tensione. Infine, se S_1 è portato su «3», il gate è pilotato su ambedue i semiperiodo, quindi il circuito inizia a lavorare come quello già visto nella *Figura 1.14*. Al carico costituito dalla lampada è applicata la piena potenza.

Principi di funzionamento dei sistemi di controllo dei carichi basati sullo sfasamento

I circuiti che impiegavano gli s.c.r. ed i triac visti sin'ora, erano sostanzialmente dei semplici interruttori che, o alimentavano il carico a piena potenza, o troncavano del tutto l'alimentazione. La caratteristica fondamentale degli s.c.r. e dei triac, è comunque quella di poter alimentare i carichi che richiedono la tensione di rete in modo assolutamente graduale, da zero al massimo. Sono quindi utilizzabili nei regolatori della luminosità delle lampadine, nei sistemi di controllo della velocità dei motori, e nei regolatori automatici o manuali dei sistemi di riscaldamento.

Il sistema più diffusamente impiegato per realizzare dei controlli a potenza variabile con gli s.c.r. ed i triac, è quello detto a *regolazione tramite la fase.* Il principio di funzionamento di questo tipo di circuito, è mostrato nello schema a blocchi che appare nella *Figura 1.16.*

La *Figura 1.16a*, più precisamente, mostra il circuito di utilizzo di un triac che regola la potenza applicata ad un carico. Il carico è posto in serie al triac, e la combinazione risultante è in parallelo alla rete-luce. Il segnale per il trigger del gate, è derivato dallo MT_2 tramite un sistema di ritardo della fase ed un trigger. Il ritardatore della fase, fa sì che la tensione alternata all'ingresso del circuito di trigger possa essere variata, idealmente, nei confronti dello MT_2 da 0° a 180°, come dire per tutta la durata di un semiperiodo di rete.

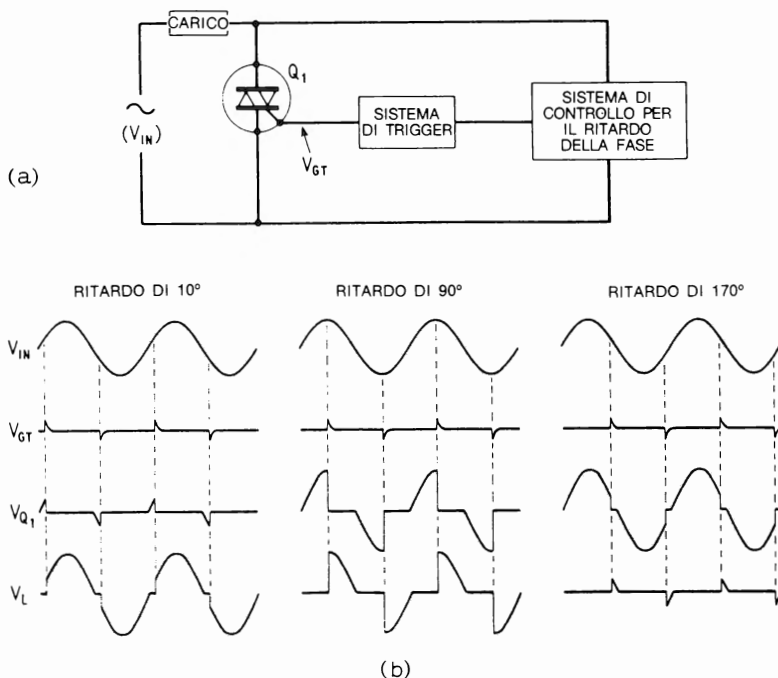



Figura 1.16 — In (a) sistema di controllo che applica al carico un'alimentazione a livello variabile, controllato a ritardo di fase. In (b) forme d'onda riscontrabili nel circuito di *Figura 1.16a* con il ritardo variabile della fase.

Il dispositivo di trigger è una sorta di «interruttore» comandato dalla tensione che ha un funzionamento a scatto ed accende il triac quando è presente il livello di tensione prefisso all'uscita del ritardatore di fase, o al termine del periodo di ritardo nello sfasamento.

La *Figura 1.16b* mostra le forme d'onde che compaiono nei diversi punti del circuito con tre diverse regolazioni del sistema di sfasamento. Se quindi il sistema di ritardo della fase è regolato per 10°, il triac riceverà il trigger 10° dopo l'inizio di ciascun semiperiodo. In queste condizioni, al carico si applica quasi tutta la tensione di rete.

Se il circuito è regolato per uno sfasamento di 90°, il triac si accende verso la metà di ciascun semiperiodo, e solo la metà della potenza è applicata al carico. Infine, se il circuito è regolato per un ritardo di fase di 170° il triac non si accende altro che a 10° dal termine del semiperiodo, ed al carico è applicata una potenza veramente minima. In tal modo, al carico si può far pervenire una potenza che varia da zero a circa il massimo sfruttando lo sfasamento introdotto dal controllo. Siccome in tal modo il triac è o alla saturazione, o al-

l'interdizione, nel dispositivo si «perde» una potenza minima sotto forma di dissipazione, e si ottiene un regolatore molto efficiente.

In pratica, il sistema sfasatore che fa parte dello schema di *Figura 1.16* può avere due forme basilari. Può consistere in uno sfasatore $R - C$ singolo o multiplo, oppure in un sistema di ritardo, sempre $R - C$, che simuli lo sfasamento tramite l'equivalente di temporizzazione; in altre parole, un semiperiodo della rete luce a 50 Hz ha un periodo di 10 ms, e dà luogo ad un periodo di 55,5 μs per ciascun grado di ritardo in fase; un ritardo in fase di 90° può quindi essere simulato da un ritardo di tempo di 5 ms, eccetera.

Il trigger che in realtà s'impiega nel circuito, è in pratica un qualche interruttore allo stato solido che può avere un certo numero di versioni pratiche. I dettagli fondamentali che si riferiscono ad un certo numero dei più impiegati sistemi di trigger ed agli speciali s.c.r.s. e triac con sistema trigger incorporato, sono riportati al termine di questo capitolo.

Le interferenze RF

Sia gli s.c.r. che i triac funzionano come interruttori di potenza ad alta velocità. Hanno un tempo di innesco, o «accensione», pari a pochi microsecondi. Quando questi dispositivi sono impiegati per commutare la tensione su di un carico, l'elevata velocità di funzionamento genera una serie di armoniche impulsive che ricadono persino nella gamma R. F. relativa alla radioricezione. L'ampiezza di questi segnali R. F. è proporzionale alla corrente che è commutata dai dispositivi e può essere talmente grande da provocare delle serie interferenze con la radioricezione AM, onde medie.

Sia i triac che gli s.c.r. generano due tipi d'interferenza (r.f.i.) durante la commutazione. Uno è rappresentato dalla r.f.i. irradiata direttamente, in forma di segnale via etere. Quasi sempre, questo tipo di disturbo è debole e non causa un serio impedimento rispetto alla ricezione, sempreché il ricevitore a.m. non sia sistemato proprio vicino alla sorgente di radiazione. Se si riscontra che un dato circuito di controllo in qualche modo irradia un segnale R. F., il rimedio è molto semplice: basta schermarlo.

Il secondo e più noioso fastidio è la r.f.i. introdotta nell'impianto elettrico e re-irradiata da questo. Si tratta di un tipo di fastidio assai subdolo, perchè giunge persino ad essere captato dai televisori e dai vari tipi di ricevitore che sono alimentati tramite il medesimo cavo di rete. È comunque possibile eliminare anche quest'altro tipo di r.f.i. collegando un semplice filtro di tipo $L - C$ in serie con la rete, che serva da trappola per le armoniche e le riduca ad un valore non significante.

Osservando alcuni degli interruttori a triac che sono stati descritti in precedenza, per quel che riguarda le interferenze, si devono osservare i punti qui di seguito indicati.

Nella *Figura 1.13* il circuito del triac è inattivo quando lo S_1 è aperto, sicché in questa condizione, logicamente non vi è nessuna interferenza prodotta. Allorchè S_1 è chiuso, il triac conduce di continuo, e non opera da interruttore ad elevata velocità, quindi anche in questo caso non vi possono essere interferenze generate. Il triac commuta rapidamente nell'istante in cui S_1 è chiuso per la prima volta, ed allora nell'istante detto si ha un impulso di r.f.i. L'ampiezza di tale impulso è proporzionale all'ampiezza della corrente istantanea, alla tensione di rete ed al momento in cui si aziona l'interruttore; in certi casi può avere delle proporzioni molto elevate. Siccome l'impulso però è molto breve ed interviene solo con l'azionamento di S_1, il fastidio dato dalla r.f.i. è veramente minimo. Se comunque si vuole eliminare anche questo picco interferente, basta sincronizzare il gate con la tecnica dell'innesco al passaggio per lo zero. In questo, il pilotaggio è applicato al gate del triac quando la tensione di rete è molto vicina al valore zero, cioè ad un punto prossimo all'inizio di un semiperiodo.

Anche lo schema di *Figura 1.14* genera un breve impulso di r.f.i., quando si aziona lo S_1: praticamente vale lo stesso discorso di poco fa. In più, però, il circuito genera anche un segnale interferente (r.f.i.) continuo della limitata intensità, una volta che S_1 sia chiuso. Tale r.f.i. è provocata dal fatto che il triac non si accende, durante ogni semiperiodo, sino a che la tensione di linea non è salita ad un certo valore (qualche V), sufficiente per dare il trigger tramite R_1; in pratica sufficiente per portare il triac in saturazione. In tal modo, all'inizio di ogni semiperiodo, si ha lo scaturire di un impulso di commutazione, per tutto il tempo in cui S_1 rimane chiuso. Gli impulsi detti sono tuttavia dall'intensità molto debole e non possono arrecare disturbo altro che ad un radioricevitore per onde medie situato nei pressi, molto vicino.

Per finire, consideriamo il sistema di controllo variabile controllato a sfasamento di *Figura 1.16*. Anche questo circuito riceve il trigger dopo che il semiperiodo di rete è iniziato, quindi genera una notevole r.f.i. In più, in questo caso si hanno diversi livelli di commutazione, e quando il circuito lavora con un ritardo di 90°, i disturbi sono massimi. Il genere di r.f.i. prodotta, è più che altro quella iniettata sulla rete, e deve essere soppressa con cura se disturba altri apparecchi. Se il circuito è impiegato con un carico induttivo, genere motore elettrico, la stessa induttanza del carico smorza alquanto i disturbi R. F. Se s'impiega un carico resistivo, il circuito deve essere completato con semplice filtro $L - C$.

Tiristori diversi e sistemi di trigger

Sia gli s.c.r. che i triac, sono membri della grande famiglia dei semiconduttori, e più precisamente dei tiristori. In questo paragrafo finale del capitolo daremo un'occhiata alle caratteristiche di sei altri dispositivi che fanno parte

dello stesso gruppo ed a due speciali sistemi di trigger che sono riuniti con i detti.

Il l.a.s.c.r. Si tratta di uno s.c.r. che invece di essere attivato (normalmente) da un impulso sul gate, è fatto scattare nella conduzione da un raggio di luce. Tutte le giunzioni a semiconduttore sono sensibili alla luce, ed infatti, i semiconduttori più attivi devono sempre essere incapsulati in contenitori opachi per escludere gli effetti della luce indesiderati. Il l.a.s.c.r., al contrario, è fabbricato deliberatamente in modo tale che le sue giunzioni siano esposte alla luce, tramite una finestrella o una lente focalizzatrice, sicchè lo s.c.r. può ricevere il trigger da un lampo o da uno sprazzo luminoso, o da qualunque altra sorgente di luce.

Lo s.c.s. Lo s.c.s. o Silicon Controlled Switch ha il simbolo che si osserva nella *Figura 1.17a.* È da notare che tale simbolo rassomiglia assai a quello di un normale s.c.r., ma si ha una connessione di gate in più che spunta vicino all'anodo. La *Figura 1.17b* mostra un circuito equivalente approssimato per il dispositivo. Anche questo, è piuttosto simile all'analogo tracciato per il normale s.c.r. che si è visto nella *Figura 1.1b*, eccettuato il fatto che la base del Q_2 è agibile dall'esterno al terminale «anode gate». Le caratteristiche di funzionamento del dispositivo, in pratica sono molto simili a quelle dello s.c.r. con le eccezioni seguenti:

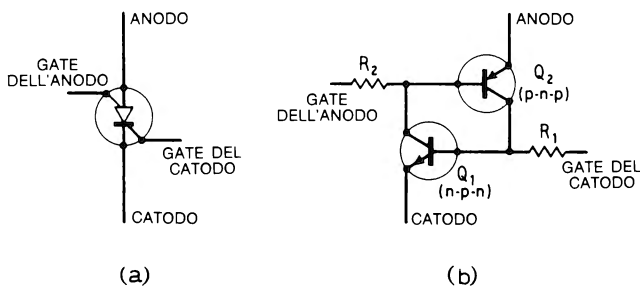



Figura 1.17 — In (a) simbolo dello S.C.S. comunemente impiegato negli schemi elettrici. In (b) circuito equivalente allo s.c.s. munito di transistori convenzionali.

(*a*) Il dispositivo può essere innescato per la conduzione diretta polarizzando direttamente le giunzioni emettitore-base sia del Q_1 che del Q_2 tramite i gates esterni: ciò vuol dire che lo s.c.s. può essere fatto condurre applicando un impulso positivo al gate di catodo, o un impulso negativo al gate dell'anodo.

(*b*) Una volta che il dispositivo sia stato posto nella conduzione, è possibile spegnerlo polarizzando all'inverso le giunzioni emettitore-base di ambedue i transistori Q_1 e Q_2, a dire, tramite un impulso negativo applicato al gate

del catodo, o un impulso positivo applicato al gate di anodo.

Il l.a.s.c.s. Si tratta semplicemente di uno s.c.s., quello appena visto, attivato dalla luce, come dire di uno s.c.s. montato in un involucro che permette alla luce esterna di penetrare ed investire una o più giunzioni, sicchè appunto si possa ricavare il trigger da un raggio di luce.

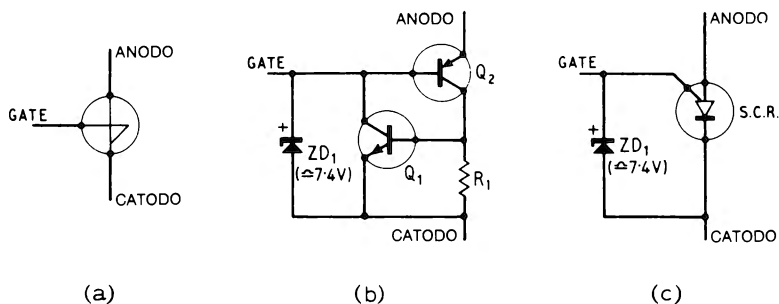



Figura 1.18 — In (a) simbolo del semiconduttore detto «s.u.s.». In (b) e (c) circuito equivalente allo s.u.s. realizzato con componenti tradizionali.

Il s.u.s. Si tratta del cosiddetto «Silicon Unilateral Switch», che è indicato dal simbolo che si vede nella *Figura 1.18a.* Le *Figure 1.18b* ed *1.18c* mostrano due circuiti alternativi che spiegano il funzionamento del dispositivo, che è in pratica uno s.c.r. con un gate anodico invece di un gate catodico, e che comprende un diodo zener collegato in parallelo tra il gate ed il catodo. Normalmente, il dispositivo è impiegato con la connessione del catodo lasciata aperta. In tal caso, il semiconduttore si comporta come un interruttore controllato dalla tensione posta ai capi e commuta e satura non appena all'anodo si presenta una tensione positiva abbastanza ampia per provocare la conduzione dello zener interno tramite la giunzione base-emettitore del Q_2. La tensione tipica d'innesco del dispositivo è di circa 8 V. Volendo, la tensione d'innesco può essere diminuita collegando un diodo zener dalla tensione più bassa della detta in parallelo direttamente tra anodo e catodo.

Lo s.b.s. Lo s.b.s. o «Silicon Bilateral Switch», ha il simbolo che si vede nella *Figura 1.19a.* Tale dispositivo è costituito da due strutture s.u.s. identiche, collegate in antiparallelo in un singolo involucro, come è indicato dal circuito equivalente di *Figura 1.19b.* Il sistema rappresenta un interruttore comandato dalla tensione, che può essere innescato quale che sia la polarità della tensione.

Il diac. Il «diac» è a sua volta un sistema di trigger bilaterale, ed è contraddistinto dal simbolo che si vede nella *Figura 1.20.* Il simbolo, in effetti dà una impressione inesatta delle caratteristiche del dispositivo, il diac non è un vero

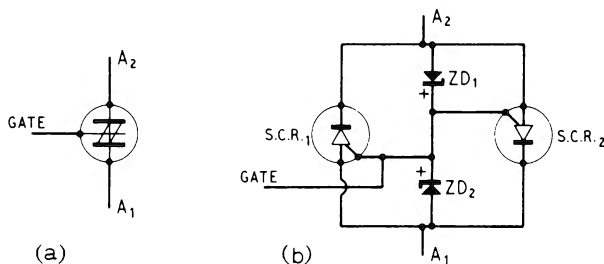



Figura 1.19 — In (a) simbolo normalizzato per lo «s.u.s.». In (b) circuito equivalente allo s.b.s.

appartenente alla famiglia dei tiristori, ma impiega una speciale struttura simile a quella di un transistor ma a tre strati che mostra un tratto di funzionamento a resistenza negativa nel punto di scatto.

Figura 1.20 — Simbolo normalizzato per il diac.

Per la maggioranza degl'impieghi pratici, comunque, il diac può essere considerato come una sorta di s.b.s. con una tensione d'innesco più elevata della norma (35 V) e con una tensione di saturazione elevata (all'incirca 30 V). In tal modo, se al dispositivo si applica una tensione crescente, tramite una resistenza limitatrice, il diac si comporta come un interruttore aperto sino a che il potenziale non raggiunge i 35 V: a questo punto, il semiconduttore innesca ed eroga un impulso dall'ampiezza di 5 V al carico. La tensione rimanente, 30 V, cade ai capi del diac. Il dispositivo può essere collegato in circuito con qualunque polarità, ed è impiegato molto spesso come sistema di trigger nei regolatori a triac che si basano sulla variazione di fase per variare la potenza erogata al carico.

Il quadrac. Il quadrac è semplicemente un triac che prevede il montaggio interno di un diac lungo la connessione di gate. I due dispositivi sono collocati in un involucro unico. Il quadrac, è specificamente progettato per l'impiego nei sistemi che controllano la potenza al carico tramite il trigger a sfasamento. Il simbolo relativo è riportato nella *Figura 1.21.*

Lo u.j.t. Lo u.j.t. o Transistor Unigiunzione, è indicato dal simbolo che si vede nella *Figura 1.22a.* Lo u.j.t. è un sistema a scatto formato da due strati di semiconduttore, e non è un vero e proprio membro della famiglia dei tiristori. Le sue caratteristiche, possono tuttavia essere simulate da un circuito equivalente a tiristore, a scopi pratici, come si vede nelle *Figure 1.22b* ed

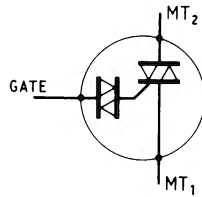



Figura 1.21 — Simbolo normalizzato del quadrac.

1.22c. Si deve notare che il dispositivo rassomiglia ad uno s.c.r. con il trigger anodo-gate assicurato tramite un divisore di potenziale che impiega R_1 ed R_2.

Il dispositivo, normalmente è collegato in circuito in modo tale che la B_2 riceva una polarizzazione fissa positiva, e che una tensione variabile d'ingresso giunga all'elettrodo E (emettitore). A causa della tensione divisa da R_1 ed R_2 si ha una tensione di «riferimento» fissa applicata alla base del Q_2, nelle condizioni dette. Se la tensione d'ingresso all'emettitore è più piccola della tensione di riferimento, la giunzione base-emettitore del Q_2 risulta polarizzata all'inverso, cosicché ambedue i transistori sono interdetti. E, quindi, appare come una impedenza elevata ai segnali d'ingresso. Se, al contrario, la tensione applicata all'E sale al di sopra del valore posto da R_1 ed R_2, la giunzione base-emettitore del Q_2 diviene polarizzata direttamente, cosicché il sistema innesca e si porta rapidissimamente nello stato di conduzione. E quindi appare come un'impedenza bassa, in tali condizioni. La tensione alla quale avviene l'innesco, vien detta «tensione di picco» o «tensione del punto di picco».

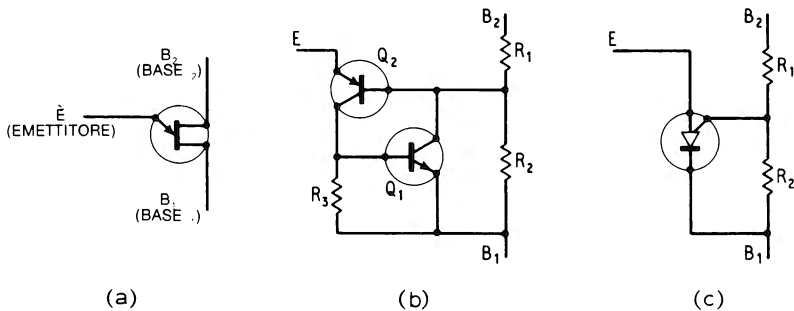



Figura 1.22 — In (a) simbolo normalizzato dell'U.J.T. In (b) circuito equivalente realizzato tramite transistori bipolari che funzionalmente equivale all'u.j.t. In (c) altro circuito equivalente dell'u.j.t.

La *Figura 1.23* mostra l'u.j.t. collegato come semplice oscillatore a rilassamento; un'applicazione tipicissima per il dispositivo. In questo caso, allorché si alimenta il circuito, il C_1 è completamente scarico e di conseguenza, l'u.j.t. è interdetto. Non appena si applica l'alimentazione, il C_1 inizia a caricarsi in modo esponenziale tramite R_1. Dopo un ritardo previsto, il C_1 si carica ad una tensione di picco che provoca la conduzione nell'u.j.t. Al momento dell'innesco, il C_1 si scarica rapidamente sulla R_3, ed E entra nello stato di saturazione, a bassa impedenza. Allorché la carica del C_1 scende ad un punto nel quale la corrente di emettitore dell'u.j.t. cala al di sotto del minimo che serve per la tenuta in conduzione, come dire al punto di «valle», il dispositivo torna ad interdirsi. In tal modo, il C_1 torna nuovamente a caricarsi tramite R_1 ed il ciclo intero si ripete. In sostanza, il tutto funziona come un oscillatore a rilassamento, che genera una forma d'onda a dente di sega ai capi del C_1 ed una forma d'onda impulsiva ai capi di R_3. La R_2 serve per migliorare la stabilità termica del complesso.

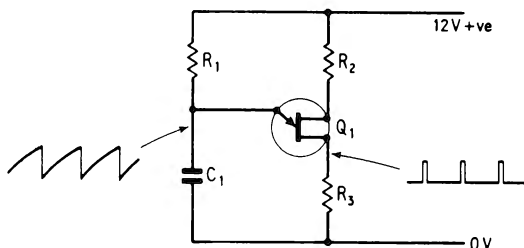



Figura 1.23 — Semplice oscillatore u.j.t. operante a rilassamento, e forme d'onda relative.

Un fattore molto importante relativo al circuito di *Figura 1.23*, concerne la scelta del valore della R_1. Tale valore deve essere abbastanza importante per esser certi che l'u.j.t. effettivamente s'interdica, una volta che il C_1 è scarico, come dire che la corrente massima fornita dalla R_1 deve essere più piccola della corrente di «valle» dell'u.j.t., che è tipicamente di circa 5 mA. Nella maggioranza dei casi, il valore minimo per la R_1 è ridotto ad appena poche centinaia di ohm. Al contrario, però, il valore della medesima R_1, deve essere abbastanza piccolo da erogare all'u.j.t. una corrente di trigger adeguata nel punto di scatto o «peak point», una volta che il C_1 sia carico al massimo. Nel peggiore dei casi, comunque, la corrente di picco è normalmente dell'ordine di alcuni μA, ed in tal modo il massimo valore per la R_1 può essere di qualche centinaio di migliaia di ohm. È da notare, tuttavia, che il valore di R_1 può essere variato in una gamma di 100 : 1, almeno in questo semplice circuito, e che la frequenza di lavoro, o periodo di oscillazione, può quindi essere variata scegliendo un adatto potenziamento da collocare al posto della R_1.

CAPITOLO 2

15 SISTEMI DI CONTROLLO IN ALTERNATA

Come sappiamo, i triac sono degli interruttori allo stato solido ad alta velocità, che possono essere ben impiegati nei circuiti a rete. Essendo appunto allo stato solido, non hanno parti in movimento che si possono consumare o che possono generare degli archi, e come si è visto, hanno inoltre un grande «guadagno di potenza» tra il gate di controllo ed i terminali più importanti. È logico che il loro impiego al posto di sistemi d'interruzione meccanici è molto conveniente, e così si può dire per i relais, nella maggioranza delle applicazioni. I triac, possono svolgere dei compiti di commutazione molto sofisticati.

In questo capitolo sono descritti 15 sistemi di controllo a rete. Tra questi, vi sono dei semplici interruttori, dei sistemi di controllo autoallaccianti, dei comandi azionati dall'umidità o dal vapore, degli interruttori sincroni e dei sistemi automatici di protezione dal sovraccarico. Tutti questi progetti sono imposti sui triac modelli IRT82 ed IRT84 della International Rectifier. Lo IRT82 è un elemento da 220 V ed 8 A, quindi può reggere dei carichi sino a 960 W funzionando a 120 — 125 V, rete; lo IRT84 è da 400 V e 10 A e può sostenere dei carichi sino a 2400 W con la rete a 220 — 240 V. I triacs, logicamente, devono essere montati su dei radiatori adatti, quando lavorano a livelli di potenza elevati. Tipicamente, i triac detti dissipano all'incirca 18W quando lavorano al massimo carico.

Semplici interruttori elettronici funzionanti a rete

La *Figura 2.1* mostra il circuito di un semplice interruttore di rete comandato a trigger. Il funzionamento di questo semplice dispositivo è già stato preso in esame nei dettagli nel capitolo precedente, e come abbiamo visto, il triac innesca quando S_1 è chiuso, e la rete giunge al gate tramite R_1. In pratica si ha l'accensione ad ogni semiperiodo. Il pilotaggio del gate tramite R_1 è tolto automaticamente quando il triac innesca, ed in tal modo la corrente minore che attraversa S_1 è dell'ordine di pochi milliampere, mentre quella massima è di circa 2 A, nell'istante della chiusura; si tratta comunque di una intensità di picco.

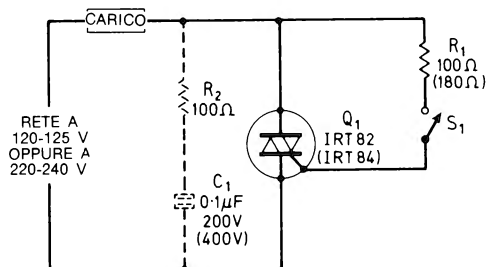



Figura 2.1 — Semplice interruttore a triac pilotato a rete.

Tale corrente di picco, può essere ridotta a non più di 100 mA se s'impiega il circuito che si vede nella *Figura 2.2*. In questa, il gate del triac è comandato tramite R_1 — C_1 ed il «silicon bilateral switch» (s.b.s.). Il funzionamento è il seguente. C_1 inizia a caricarsi tramite R_1 all'inizio di ciascun semiperiodo, e la tensione ai capi del C_1 segue quella di rete istante per istante, sino a che giunge al valore necessario per far innescare lo s.b.s. (all'incirca 8 V). Lo s.b.s. al punto detto scatta nella conduzione e scarica il C_1 sul gate del triac tramite la resistenza limitatrice R_2; in tal modo il triac innesca a sua volta, e quando è innescato, satura e toglie l'alimentazione al circuito di accensione. Alla fine di ciascun semiperiodo il triac disinnesca automaticamente e ricomincia tutta la funzione di trigger vista in precedenza.

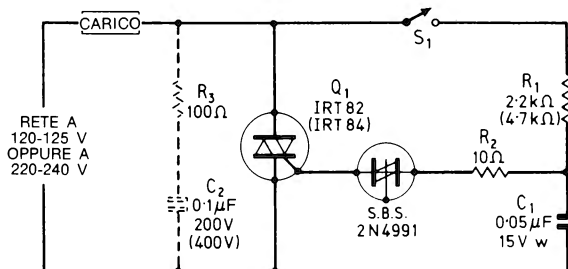



Figura 2.2 — Interruttore funzionante a rete che impiega un sistema di trigger realizzato con un semiconduttore s.b.s.

È da notare che la corrente che serve per polarizzare il gate, è ricavata dal C_1, in questo circuito, e non dalla R_1. Di conseguenza, la R_1 può avere un valore piuttosto ampio (in modo da limitare il transitorio d'inizio nello S_1), pur senza che il triac inneschi troppo tardi in ciascun semiperiodo.

I circuiti che si vedono nelle *Figure 2.1* e *2.2* formano degl'interruttori a

rete molto efficienti, ma non innescano sino a che la rete non ha raggiunto il valore di alcuni V, in ciascun semiperiodo. I circuiti, di conseguenza generano un disturbo a radiofrequenza continuo, anche se dal basso livello. Come abbiamo visto in precedenza, i disturbi (o r.f.i.) possono disturbare un radioricevitore per onde medie sistemato nei pressi. Il problema può essere risolto dando il trigger *in continua* al gate del triac; le *Figure 2.3.* e *2.4* mostrano appunto delle disposizioni del genere.

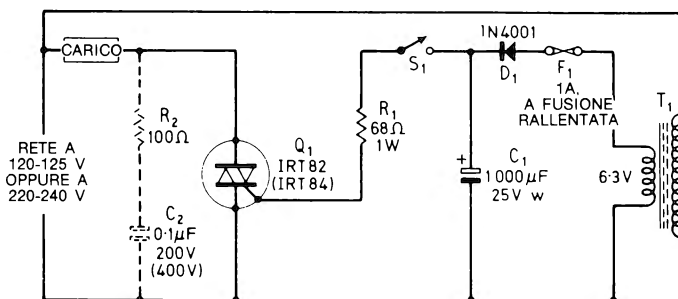



Figura 2.3 — Semplice interruttore elettronico a rete comandato in c.c.

Nel circuito della *Figura 2.3*, la polarizzazione per il gate è ricavata da un sistema rettificatore, S_1 ed R_1. Durante l'innesco del triac, attraverso S_1 circola una intensità di 120 mA. Nel circuito di *Figura 2.4*, la polarizzazione per il gate è ottenuta tramite il transistor commutatore Q_2, che è posto in conduzione dallo S_1. In tal modo, S_1 sopporta una corrente di soli 2 mA. Logicamente, la corrente che attraversa S_1, può essere ulteriormente ridotta se si utilizza un successivo stadio connesso in darligton con quello esistente. Sostituendo S_1 per mezzo di un'adatta circuiteria elettronica, il triac può essere ec-

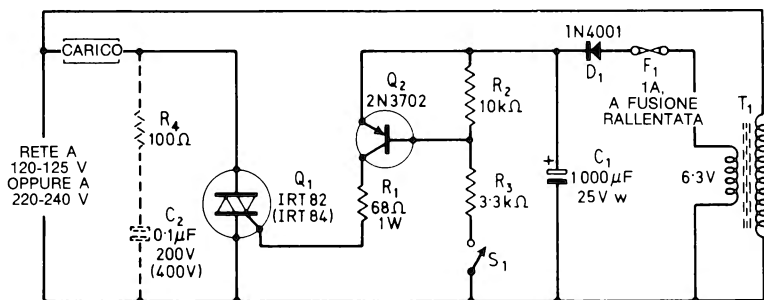



Figura 2.4 — Interruttore elettronico di rete che per la funzione di trigger utilizza un transistore ed ha il gate del triac pilotato in c.c.

citato dalla luce, dal suono, dal calore ecc. La polarizzazione in c.c. per questi due circuiti può anche essere ricavata da delle pile; è però forse più pratico il sistema che si vede negli schemi, basato su di trasformatore «in discesa», su di un diodo rettificatore e sul condensatore di filtro.

I semplici circuiti che abbiamo visto, dalla *Figura 2.1*, alla *Figura 2.4*, possono essere utilizzati sia con dei carichi resistivi che induttivi. Se s'impiegano dei carichi reattivi, si deve impiegare il circuito di «spianamento» collegato in parallelo al triac della situazione, come si vede, in tratteggio, in ciascuno schema.

Circuiti di controllo a rete speciali

Uno svantaggio dato dai circuiti che ricevono l'eccitazione in c.c., come quelli delle *Figure 2.3* e *2.4* è che tutti quelli similari nonché commentati, assorbono una corrente piuttosto elevata (all'incirca 120 mA) quando si chiude lo S_1. La *Figura 2.5* mostra un circuito che supera il difetto, se si può parlare di difetto. In questo caso, s'impiega un oscillatore autoeccitato unigiunzione, o generatore d'impulsi, che fornisce una serie di trigger dall'ampiezza molto elevata al triac, allorché si chiude S_1. L'oscillatore lavora ad una frequenza di diversi KHz, e quindi eroga circa 50 impulsi di trigger per ciascun semiperiodo della tensione di rete. Di conseguenza, il triac è innescato dal primo impulso che interviene in ciascun semiperiodo, e tale impulso interviene a pochi gradi dall'inizio di ogni semionda. Il triac, di conseguenza, è innescato pressoché in permanenza quando S_1 è chiuso, e virtualmente, la massima potenza è applicata al carico che lavora in alternata.

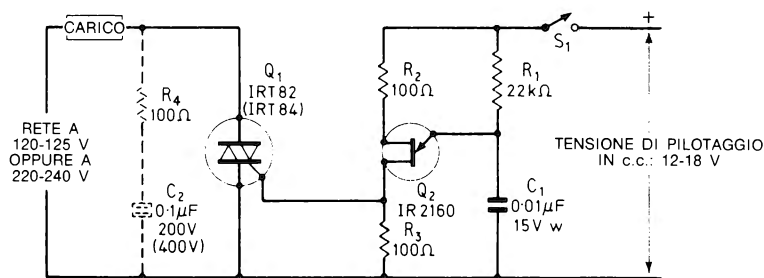



Figura 2.5 — Interruttore a rete munito di sistema di comando u.j.t.

Il triac è portato nella conduzione da una fitta serie d'impulsi, quindi (invece che da una tensione continua) ed in tal modo si ha un evidente risparmio nella corrente del gate e nella relativa dissipazione. Il circuito u.j.t. in effetti assorbe una corrente totale di soli 4 mA o del genere, dall'alimentatore c.c.

L'alimentazione in c.c. può essere ricavata da una pila, o direttamente dalla rete impiegando un trasformatore «in discesa», un rettificatore ed un sistema di spianamento adatto.

Un semplice ma ben utilizzabile sviluppo del circuito di *Figura 2.5* è mostrato nella *Figura 2.6*. In pratica, lo schema non è molto diverso, ma il trigger per il gate del triac è applicato tramite un trasformatore d'isolamento che ha il rapporto di spira di 1 : 1. In tal modo, il circuito u.j.t. è in grado di controllare perfettamente il triac, ma al tempo stesso è completamente isolato dalla rete-luce. Volendo, per la maggior sicurezza, il circuito di controllo u.j.t. può essere addirittura collegato a terra, se necessario, per le eventuali norme d'impiego industriale da seguire.

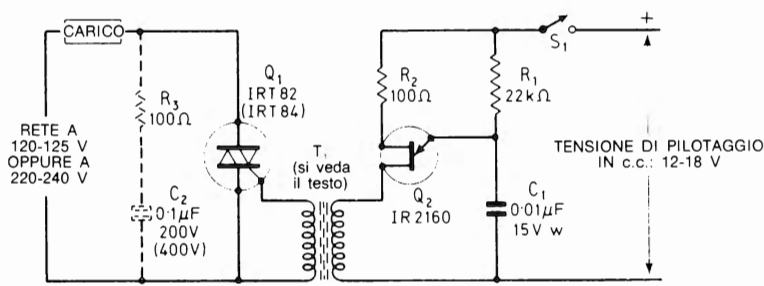



Figura 2.6 — Interruttore di rete munito di settore di comando completamente isolato.

La *Figura 2.7* mostra come la linea d'ingresso isolata che provvede alla commutazione possa essere attivata tramite un flusso d'acqua, o in presenza di forte umidità, o tramite un getto di vapore. Il Q_3 è collegato tra la linea positiva generale c.c. e la R_2 (resistenza principale di temporizzazione dell'u.j.t.). È da notare, che la base di questo transistore fa capo a due elettrodi metallici tramite la resistenza limitatrice R_1. Se gli elettrodi sono investiti da qualunque tipo di liquido o vapore che stabilisca una resistenza bassa, il Q_3 conduce, ma in mancanza di qualunque evento esterno, l'u.j.t. non può oscillare, e di conseguenza il triac rimane spento. Quando, in seguito agli eventi esterni, una resistenza inferiore a pochi MΩ compare in parallelo ai probes, o elettrodi, si ha circolazione di una sia pur minima intensità nella base del Q_3, tramite la linea di alimentazione negativa, cossiché il transistore assume l'aspetto elettrico di un interruttore chiuso. In queste condizioni, l'u.j.t. oscilla normalmente ed il triac innesca. Il flusso d'acqua ed il getto di vapore hanno caratteristiche limitate e ben precise, sul profilo della resistenza. Di conseguenza, se o l'acqua o il vapore raggiungono i contatti, il triac si accende senza la minima esitazione, ed il tutto diviene un interruttore eccitato dall'umidità.

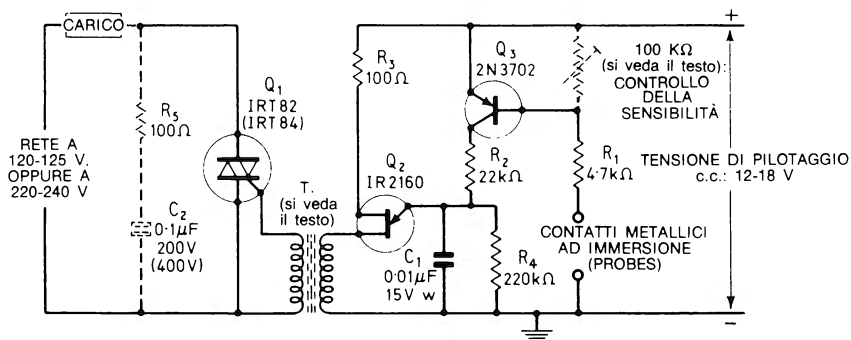



Figura 2.7 — Interruttore elettronico eccitato dall'acqua, dall'umidità o da un getto di vapore (si chiude in presenza di questi elementi).

Il funzionamento del circuito, volendo, può essere reso inverso, facendo interdire il triac in presenza di flusso d'acqua o di vapore, tramite la circuiteria di *Figura 2.8*. In questo circuito, Q_3 è collegato in parallelo al C_1. Si ha quindi uno shunt che appare sul condensatore quando l'umidità si presenta ai contatti metallici o probes, quindi l'u.j.t. smette di oscillare ed il triac disinnesca. In pratica, basta un valore resistivo inferiore a due MΩ in parallelo ai contatti per assicurare che il triac vada a riposo.

La sensibilità dei circuiti delle *Figure 2.7* e *2.8* può essere diminuita, se necessario, collegando una resistenza da 100.000 Ohm o un trimmer resistivo alla giunzione base-emettitore del Q_3, come si vede in tratteggio nello schema di *Figura 2.8*. Nei circuiti visti, uno dei due puntali metallici, o probes, deve essere collegato in comune con uno dei due poli dell'alimentazione generale. Il trasformatore T_1 deve essere del tipo progettato per trattare impulsi, deve avere un rapporto-spire di 1 : 1, e può anche essere realizzato sperimentalmente come segue.

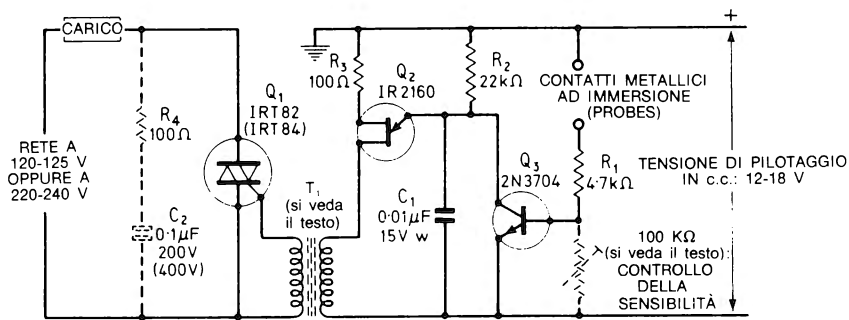



Figura 2.8 — Interruttore elettronico di rete (si chiude in presenza di umidità e flusso d'acqua).

Si può prendere un bastoncello in ferrite da ∅ 8 mm del tipo normalmente impiegato per i radioricevitori ad onde medie (AM), troncandolo in modo tale che risulti uno spezzone lungo circa 25 mm. Su tale spezzone, si avvolgeranno da 25 a 30 spire di filo in rame smaltato da 0,8 mm quale primario, e su tale avvolgimento si disporrà un giro di nastro plastico adesivo. Di seguito si preparerà un secondo strato di spire identico, sul nastro, ed il tutto sarà protetto con più giri di nastro plastico adesivo dello stesso tipo usato in precedenza. Con un tester impiegato come ohmetro, si verificherà l'isolamento tra gli avvolgimenti, e la realizzazione sarà finita. Semplice, in sostanza.

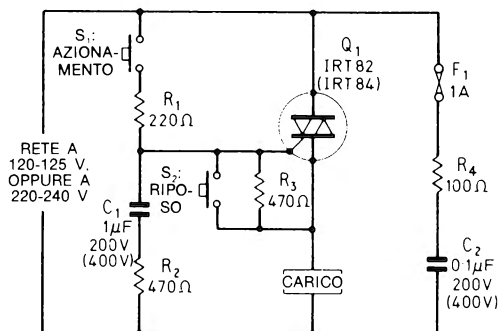



Figura 2.9 — Interruttore ad autotenuta comandato a pulsanti.

Nella *Figura 2.9* si vede un tipo un po' speciale di attivatore. Si tratta di un controllo di rete azionato a pulsante e munito di autotenuta. Il funzionamento è il seguente. Supponiamo che all'inizio il triac sia dissinnescato, spento. In questa condizione sul carico non è tensione, visto che il gate è virtualmente allo stesso potenziale dello MT_1 e che ai capi di $C_1 - R_2$ vi è un valore zero. Riassumendo, il triac è a riposo, C_1 è scarico ed il «load» non è operativo.

Supponiamo ora che avvenga l'azionamento di S_1. In tal modo, al gate giunge un impulso tramite R_1, sicché il triac innesca ed al carico giunge l'alimentazione; il C_1 si carica e si scarica in relazione al valore della rete tramite R_2. La corrente del C_1, è, evidentemente, proprio sfasata di 90° rispetto alla tensione. Di conseguenza, quando la tensione di rete cade allo zero, alla fine di un semiperiodo, il C_1 si scarica e la corrente assume un valore di picco che scorre direttamente nel gate del triac provocando la nuova accensione all'inizio del nuovo semiperiodo. R_2 e C_1 provocano quindi l'autotenuta del triac e l'accensione permanente una volta che il lavoro sia iniziato con l'azionamento dello S_1. Il circuito può essere acceso o spento premendo istantaneamente S_2 e provocando la scarica del C_1 tramite il «load» invece che il gate. Si prevede un sistema antipicco (R_4 e C_2) praticamente in parallelo alla rete, a prevenire che il triac possa essere messo in conduzione da transistori sovrapposti alla rete.

Progetti di interruttori sincroni alla rete

Tutti i circuiti che abbiamo visto sino ad ora, generano una certa r.f.i., a dire dei disturbi R. F. Ciò avviene sia nel momento che si applica il carico, che durante il lavoro sotto carico. L'ampiezza dei disturbi, come abbiamo già visto, è proporzionale alla grandezza delle correnti commutate dal triac, e può essere assai nociva se s'impiegano dei carichi molto importanti, come degli elementi riscaldatori, o allorché il carico deva essere commutato di frequente, come avviene nei lampeggiatori, nelle insegne mobili ed in altre applicazioni analoghe che prevedono un forte carico di tipo resistivo.

I problemi dati dalle interferenze R. F. (o r.f.i.) possono essere completamente eliminati se s'impiega la tecnica di commutazione sincrona, detta anche «a tensione zero», nella quale la polarizzazione del gate ricorre per dei brevissimi periodi quando la tensione di rete è molto vicina al passaggio sullo zero, per ciascun semiperiodo. La *Figura 2.10* mostra un interruttore sincrono basato sul principio detto.

Di base, il circuito comprende un «rivelatore del passaggio per lo zero» della tensione di rete, ed una sezione di pilotaggio in c.c. per il gate del triac. Tali due sezioni sono interconnesse, cosicché si verifica un breve impulso di corrente sul gate quando la tensione di rete è molto vicina allo zero per ciascun semiperiodo. I transistori Q_2 e Q_3 formano il rivelatore del «passaggio sullo zero» della tensione, ed operano in ciascun semiperiodo. Sono pilotati dalla rete tramite il divisore di potenziale $R_2 - R_3$. La connessione dei $Q_2 - Q_3$ è eseguita in modo tale da ottenere il pilotaggio per uno di questi due transistori quando la rete giunge ad un tale valore «di riferimento» (regolabile in-

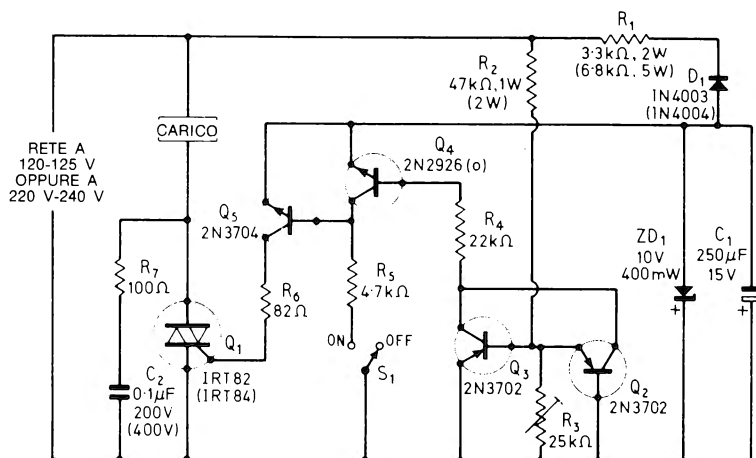



Figura 2.10 — Interruttore elettronico sincrono alla rete, comandato al «passaggio per lo zero» (si chiude quando lo S_1 è portato su «ON»).

torno a 4,2 V tramite R_3) che non dipende dalla tensione di linea; in tal modo, ambedue i transistori s'interdicono quando la tensione di rete rimane al di sotto del valore di riferimento. I collettori dei Q_2 e Q_3 sono collegati alla base del Q_4 tramite R_4, e Q_4 impiega come resistenza di collettore la R_5, quando S_1 è chiuso. R_5, al tempo stesso, eroga la polarizzazione di base al Q_5. Q_5 ha come carico R_6 ed il gate del triac. Q_4 e Q_5 sono alimentati tramite un rettificatore stabilizzato a zener che fa capo direttamente alla rete ed impiega R_1 — D_1 — ZD_1 nonché C_1.

Per comprendere il funzionamento del circuito, si assuma che lo S_1 sia chiuso e che la tensione momentanea della rete abbia un valore tale da essere al di sopra di quello di riferimento, come dire 5 V. In queste condizioni Q_2 e Q_3 sono nel regime di conduzione e portano Q_4 alla saturazione tramite R_4. Q_4 ha una tensione di saturazione che è più bassa di quella di conduzione base-emettitore del Q_5, sicché in tali condizioni il Q_5 è interdetto ed al triac appare un pilotaggio di gate che equivale a zero.

Supponiamo ora che la tensione istantanea di rete scenda a meno di 5 V, tensione di riferimento, come dire che il valore di linea sia abbastanza vicino al passaggio per lo zero e che stia per iniziare un nuovo semiperiodo. In queste condizioni, Q_2 e Q_3 vanno ambedue nell'interdizione e tolgono la polarizzazione al Q_4, che a sua volta s'interdice. Siccome il Q_4 in tal modo è bloccato, si ha una forte corrente di base che circola nel Q_5 tramite R_5, e tale transistor risulta saturato. Al momento, tramite il Q_5, ed R_6, il triac riceve una forte polarizzazione sul gate che perviene dal sistema c.c. a dieci V. Ovviamente, in tal modo il triac innesca, e si autoaggancia per la durata di un semiperiodo. Ora, come si è visto, il trigger al gate del triac è applicato per dei periodi bre-

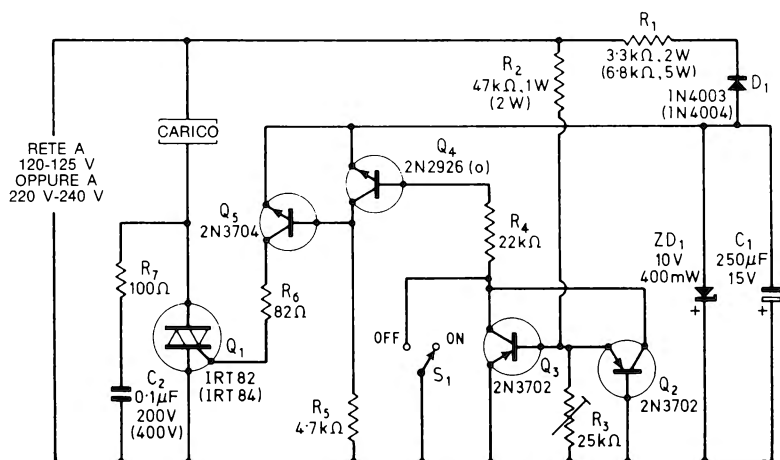



Figura 2.11 — Interruttore elettronico sincrono alla rete, comandato al «passaggio per lo zero» (si chiude con lo S_1 portato su «ON»).

vissimi, quando la tensione di rete è vicina allo zero, cioè all'inizio di ogni semiperiodo. Nelle condizioni dette, la r.f.i. generata è minima.

Dalla descrizione di cui sopra, si evidenzia il fatto che la polarizzazione per il gate è applicata dal Q_5 tramite R_5. Il triac può quindi essere spento, o interdetto eliminando la polarizzazione della base. La polarizzazione detta, può essere tolta in vari modi. Nella *Figura 2.10* è eliminata portando su «off» S_1, che è in serie con la R_5; in tal modo, il triac può essere innescato solo se S_1 è chiuso (posizione «ON»). Nella *Figura 2.11*, al contrario si toglie la polarizzazione mantenendo nella conduzione permanente il Q_4, tramite R_4; in quest'altra versione del circuito, il triac innesca solo con lo S_1 aperto.

L'ampiezza dell'impulso di gate proveniente dall'interruttore sincrono può essere variata regolando R_3. Tale ampiezza deve essere regolata in modo tale da assicurare che l'impulso non termini sin che la corrente al terminale primario del triac non sia salita al valore di autotenuta in ciascun semiperiodo; altrimenti, è chiaro che il triac non potrebbe autoagganciarsi. Per regolare R_3, si deve connettere il carico ai terminali previsti, poi si deve portare R_3 alla resistenza massima, quindi alimentare il complesso. A questo punto, si può diminuire la resistenza di R_3 sino al punto in cui il triac innesca alimentando il carico. La tensione presente ai capi del C_1 deve essere misurata, man mano che si regola R_3, e ci si deve accertare che non scenda di molto, rispetto al valore nominale di 10 V. Così procedendo, si completa la regolazione. Se il triac pilota un carico variabile, la regolazione detta deve essere effettuata nella posizione del minimo carico.

È interessante notare che la Ditta General Electric costruisce una versione completamente integrata dell'interruttore al passaggio per lo zero della rete; tale IC è denominato PA424. La *Figura 2.12a* mostra la circuiteria interna del dispositivo, e la *Figura 2.12b* il sistema di base per la connessione al triac. Per comprendere il funzionamento, si deve assumere che per il momento $Q_1 - Q_2 - R_1 - R_2$ ed R_3, nonché R_9 *non esistano*, e si deve immaginare che una resistenza da 10.000 Ohm sia connessa tra il collettore del Q_4 ed il terminale 7 dell'IC. Il circuito funziona come ora diremo.

La rete alternata è normalmente connessa tra i terminali 5 e 7 dell'IC tramite la resistenza limitatrice R_8 e vi è un condensatore elettrolitico di smorzamento connesso tra i terminali 2 e 7. La tensione di picco alternata che appare al terminale 5, è limitata a 10 V tramite il diodo zener ZD_1, ed il sistema a ponte collegato in serie che si basa sui diodi da D_1 e D_4. La tensione presente al terminale 5 è rettificata dal D_5 e spianata dal C_1; in tal modo, si ha una tensione continua stabile che si sviluppa tra i terminali 2 e 7. Il Q_3 è collegato all'uscita del ponte rettificatore costituito dai diodi che vanno dal D_1 al D_4, ed in tal modo è pilotato quando il periodo di rete supera l'ampiezza di alcuni V. In pratica, quindi, Q_3 ed il sistema a ponte formano un rivelatore del passaggio per lo zero della rete. Il Q_3 applica la polarizzazione della base al Q_4, via

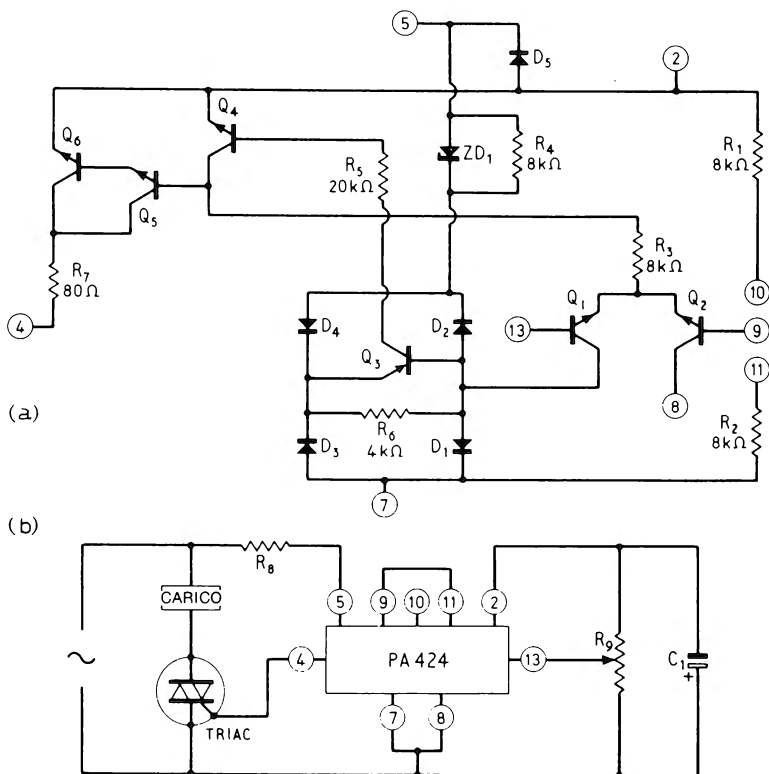



Figura 2.12 — In (a) circuito interno equivalente dell'I.C. «PA424». In (b) connessione basilare dell'IC «PA424».

R_5, quando il Q_3 conduce, ed il Q_4 impiega la resistenza immaginaria da 16.000 Ohm menzionata in precedenza, come carico del collettore. Tale resistenza, al tempo stesso, fornisce la polarizzazione di base per i transistori Q_5 e Q_6, che sono connessi in «super-alfa» o «darlington» che dir si voglia. Questi due forniscono il pilotaggio per il gate del triac tramite R_7.

In sostanza, quando la tensione di linea è apprezzabilmente più elevata dal punto zero, il Q_3 risulta pilotato, quindi porta il Q_4 nella saturazione. Il Q_4, in queste condizioni, toglie il pilotaggio dalla base del Q_5, ed il Q_5, con il Q_6 sono interdetti ed al gate del triac non appare alcuna polarizzazione. Quando, al contrario, la tensione di rete è molto vicina al passaggio per lo zero, in ciascun semiperiodo, il Q_3 è interdetto e non applica alcuna tensione alla base al Q_4, che in tal modo è a sua volta nell'interdizione. Così facendo, al Q_5 è applicata una polarizzazione per la base molto importante tramite la resistenza immaginaria da 16.000 Ohm, Q_5 e Q_6 sono portati nella saturazione ed il ga-

te del triac vede un'ampia polarizzazione che giunge tramite R_7. In sostanza, al gate del triac si applica la polarizzazione solo nel periodo, sufficientemente breve, che corrisponde al passaggio per lo zero della tensione di rete in ciascuna semionda e si ottiene un funzionamento sincrono, privo di interferenze (o r.f.i.). È da notare che il circuito può essere inibito, o «spento» dando una certa corrente alla base del Q_3, sicché il Q_3 è permanentemente posto nella conduzione.

Ora che abbiamo visto le funzioni basilari del circuito, possiamo osservare le funzioni dei $Q_1 - Q_2 - R_1 - R_2 - R_3$ ed R_9. Normalmente, i terminali 9, 10 ed 11 dell'IC sono collegati assieme, il terminale 8 è collegato al terminale 7 ed il terminale 13 è portato ad una presa nel divisore di potenziale (R_9) che è connesso ai terminali 2 ed 8. Di conseguenza, il sistema $Q_1 - Q_2$ lavora come amplificatore differenziale, con il collettore del Q_1 che fornisce direttamente una intensità che circola nella base del Q_3. Il Q_1 eroga quindi la tensione «d'inibizione» al circuito.

In funzionamento dell'amplificatore differenziale è basato sul fatto che il Q_1 è completamente interdetto se R_9 è regolato in modo tale da rendere il terminale 13 molto negativo rispetto alla tensione fissa che è sviluppata al terminale 9 tramite R_1 ed R_2. Nelle condizioni dette, il Q_1 applica una polarizzazione nulla al Q_3, ed il circuito fa lavorare il triac in modo sincrono. Se, al contrario R_9 è regolato in modo tale da rendere positivo il terminale 13, nei confronti del terminale 9, il Q_1 risulta pilotato per la conduzione e passa una corrente di blocco alla base del Q_3. In tali condizioni, al triac non giunge alcun valore di gate, cosicché l'elemento rimane in permanenza interdetto. Agli emettitori dei Q_1 e Q_2 appare un potenziale che è all'incirca la metà della tensione c.c., qual che sia il punto di lavoro. Di conseguenza, nel PA424, la R_3 è collegata tra i due emettitori ed il collettore del Q_4, fornendo la corrente all'amplificatore differenziale e fungendo al tempo stesso come carico del Q_4 (al posto della resistenza immaginaria da 16.000 Ohm citata in precedenza). Le *Figure 2.13* e *2.14* mostrano due interruttori di rete sincroni che utilizzano

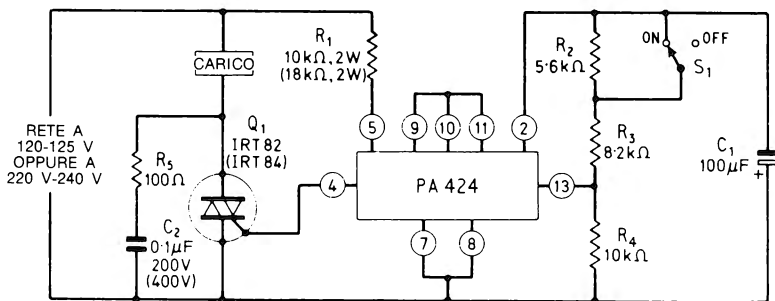



Figura 2.13 — Interruttore sincrono alla rete impiegante l'IC «PA424» (si chiude quando S_1 è portato su «ON»).

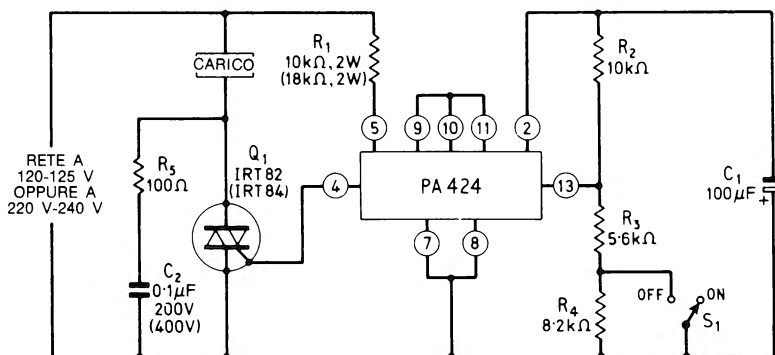



Figura 2.14 — Interruttore sincrono alla rete impiegante l'IC «PA424» (si chiude quando S_1 è portato su «ON»).

l'IC PA424. In ambedue i casi, s'impiega un divisore del potenziale collegato tra i terminali 2 e 7, cosicché si ha una tensione fissa che appare al terminale 13. Questa tensione può essere variata, ed il tal modo ciascun circuito può essere azionato o inibito tramite S_1. Lo schema di *Figura 2.13* è studiato in modo tale da ottenere l'accensione del triac quando si porta S_1 su «ON», o lo si chiude mentre il circuito di *Figura 2.14* è progettato per avere la conduzione del triac quando S_1 è portato su «OFF», o aperto.

È da notare che in questi circuiti l'ampiezza dell'impulso ricavato dal PA424 non è regolabile, quindi il triac non autoallaccia se il valore del carico è troppo scarso. I modelli di triacs che sono specificati nelle figure funzionano correttamente se la potenza del carico è di qualche centinaio di W. Se si devono utilizzare dei carichi più piccoli, si devono anche preferire dei triac dalla minima corrente di tenuta più bassa.

Due interruttori automatici anti - sovraccarico

Le *Figure 2.15* e *2.16*, mostrano come si può utilizzare l'interruttore sincrono di rete di *Figura 2.10* per ottenere dei sistemi anti-sovraccarico, che scattano automaticamente troncando l'alimentazione, se la corrente assorbita dal carico sale al di sopra di un livello predeterminato. In ambedue i circuiti, si utilizza una resistenza dal basso valore (R_8) posta in serie con il reoforo MT_1 del triac. Ai capi di tale resistenza, si sviluppa una tensione che è proporzionale all'intensità che circola nel carico, e la tensione detta serve per comandare un sistema d'interruzione sui semiperiodi negativi, che impiega il D_2.

Nello schema di *Figura 2.15*, l'interruttore comprende Q_6 — R_9 — R_{10} —

R_{11} e C_3. Nel circuito, il C_3 si carica ad una tensione proporzionale alla corrente di picco di carico durante i semiperiodi negativi. Quando il C_3 giunge ad un valore di carica più grande di 5 V, il Q_6 è pilotato nella conduzione tramite il divisore di potenziale $R_9 - R_{10}$, cosicché Q_6 pilota Q_4 nella conduzione tramite R_{11}, impedendo al triac di riaccendersi al termine del semiperiodo. La tensione del C_3, di seguito, diminuisce lentamente, e quando risulta inferiore a 5 V, il triac può innescare di nuovo. Se la corrente sul carico risulta ancora eccessiva, rispetto al valore previsto, il triac s'interdice di nuovo, passati uno o due cicli.

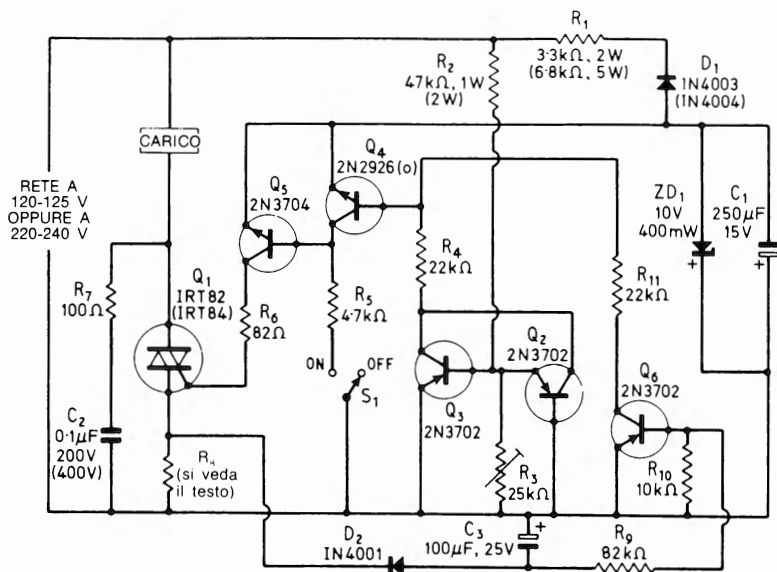
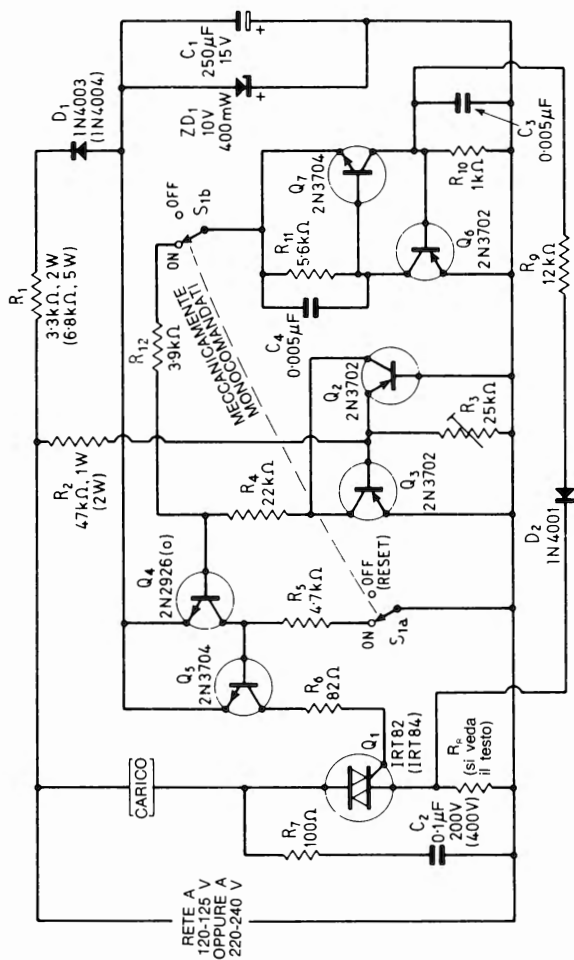



Figura 2.15 — Interruttore di sovraccarico sincrono alla rete, del tipo che non si allaccia a riposo.

Dato il tipo di funzionamento, questo interruttore elettronico, non si blocca nella condizione di «aperto» se il carico è in eccesso, ma «verifica» se il cari o è tornato alla normalità con una serie di interventi successivi, distanziati nel tempo. Il periodo che intercorre tra un intervento e quello che segue, è proporzionale all'ampiezza del sovraccarico, e la corrente r.m.s. erogata negl'intervalli è molto bassa. Non appena l'evento che ha provocato il sovraccarico è rimosso, si ha subito la piena alimentazione a livello normale. La serie d'interventi distanziati, che possiamo definire «di verifica» non è pericolosa per il tipo di triac specificato, che ha un margine di sovraccarico molto ampio. Ambedue i triacs possono sopportare dei cicli non ripetitivi di corrente, durante un semiperiodo, dal bel valore di 80 A e 100 A.

Figura 2.16 — Interruttore di sovraccarico, sincrono alla rete, del tipo che si allaccia a riposo e deve essere resettato manualmente.

La *Figura 2.16* mostra come si possa modificare il circuito per ottenere l'autoallacciamento a riposo se si è in presenza di un sovraccarico. In questo caso, Q_6 e Q_7 sono collegati in forma d'interruttore reazionato che scatta nella conduzione e si blocca quando la tensione di picco sulla R_8 supera i 5 V. Scattando, l'interruttore elettronico toglie la polarizzazione al gate del triac tramite R_{12} e Q_4. Una volta che il sistema si sia interdetto, può essere rimesso in funzione portando S_1 prima su «off» e poi di nuovo su «on».

La R_8, in questi due circuiti, deve essere scelta in modo tale che possa sviluppare il valore di 5 V alla corrente che deve produrre il passaggio a riposo di ciascun circuito. Per esempio, se il circuito deve andare a riposo a 5 A di picco, la R_8 deve avere il valore di un solo Ohm, e si desidera lo scatto a riposo con 500 mA, la R_8 deve essere da 10 Ohm. Se questi circuiti devono essere impiegati con un carico rappresentato dal filamento di lampadine, si deve tenere ben presente che tali lampade hanno una corrente di accensione che è diverse volte più grande di quella di lavoro. Ciò dipende dalla resistenza dei filamenti, che cresce con la temperatura.

CAPITOLO 3

20 PROGETTI DI ALLARMI ED AVVISATORI ELETTRONICI

L'elevato «guadagno di potenza», la bassa corrente di perdita, la possibilità di sopportare intensità molto importanti, rendono gli s.c.r. ideali per l'impiego in una moltitudine di circuiti elettronici di avviso ed allarme. In questo capitolo, si descrive appunto tutta una serie di tali dispositivi, dal semplice antifurto all'antifurto sofisticato; dall'allarme a raggio di luce all'allarme antincendio; dal sistema di avviso di eccesso di temperatura a quello di temperatura troppo limitata; all'allarme anti-ghiaccio ed a tutta una serie di sistemi di avviso-allarme che operano influenzati dall'umidità, dal vapore, dalla pioggia.
Tutti i progetti impiegano lo s.c.r. modello IR106Y1, costruito dalla International Rectifier, quindi ben reperibile anche in Italia. I circuiti sono abbastanza versatili. I sistemi di allarme considerati, sono campanelli muniti di contatto autointerruttore, o campane elettriche analoghe, o cicalini, o sirene che comunque non assorbano più di 2 A.

Tutti i circuiti possono funzionare con delle tensioni che siano più elevate di 1,5 V rispetto a quella di alimentazione delle campane o dispositivi di allarme preferiti. Se quindi un campanello è previsto per lavorare con 12 V, il sistema di alimentazione deve erogare 13,5 V; se è previsto per lavorare con 6 V, servono 7,5 V e così via.

Realizzato uno dei progetti, si deve controllare che lo s.c.r. durante l'azionamento dell'allarme, non scaldi troppo. Se ciò avviene, è necessario fissare il semiconduttore, che è munito di un'aletta apposita, su di una superficie raffreddante da 8 cm^2 o dalle dimensioni maggiori.

Progetti di allarmi azionati mediante contatti

Il più semplice circuito d'allarme che può essere realizzato impiegando lo s.c.r. «IR106Y1», è quello telecomandato che appare nella *Figura 3.1.* Il sistema non è autoagganciante, e funziona non appena si preme uno dei pulsanti, da S_1 a S_3. Questi contatti o pulsanti, che possono essere numerosissimi, anche delle dozzine, collegati in parallelo, durante il funzionamento la-

sciano passare delle correnti molto basse, appena alcuni mA. Per tale ragione, possono essere collocati a decine di metri di distanza dallo s.c.r. e dal sistema di allarme, pur senza che intervenga il rischio d'impiegare dei collegamenti dalla resistenza troppo elevata.

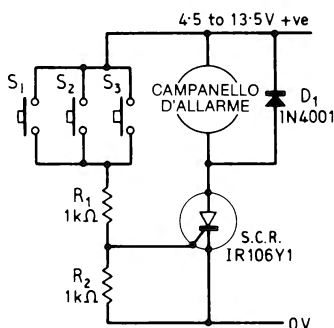



Figura 3.1 — Allarme telecomandato su filo.

Il circuito può essere trasformato in un semplice allarme antifurto ad autoritenuta impiegando una resistenza ed un pulsante di spegnimento come si vede nella *Figura 3.2.*

Questi due elementari progettini, possono avere innumerevoli impieghi nella casa o nel lavoro. A riposo, assorbono solamente una intensità irrisoria dell'ordine di 0,1 μA, ed in tal modo la pila o batteria d'alimentazione ha una durata enorme. Se i pulsanti sono sostituiti con dei microswitch, o dei contatti a reed, gli allarmi possono essere impiegati come classici «perimetrali» per la protezione di porte o finestre, o ingressi vari. Se alcuni pulsanti sono surro-

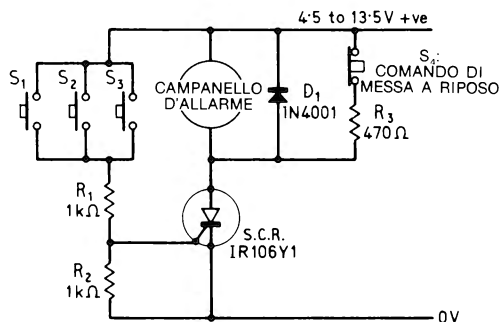



Figura 3.2 — Semplice allarme che entra in azione premendo un qualunque pulsante, impiegabile al tempo stesso come allarme antincendio a diversi sensori bimetallici.

gati da tappetini a pressione, l'allarme suonerà non appena vi si cammina sopra, o al passaggio di un veicolo. Se si collegano dei termostati invece dei contatti, gli apparecchi divengono allarmi antincendio.

Il circuito riportato nella *Figura 3.2* rappresenta un antifurto che ha un ottimo rapporto tra costo, semplicità ed efficienza, ma può essere neutralizzato troncando il cavo che dalla R_1va ai contatti, o dai contatti va al positivo. Un sistema di allarme più sicuro è quello mostrato nella *Figura 3.3* che si autoallaccia non appena uno dei contatti è aperto anche per un istante, o se uno dei cavi è tagliato.

C_1 serve per l'annullamento dei rumori parassitari ed assicura che non si abbiano azionamenti spuri dovuti a vibrazioni o colpi che facciano «tremolare» le superfici di contatto. L'allarme scatta solo se uno dei contatti è aperto completamente per un periodo minimo di un millisecondo, o simile.

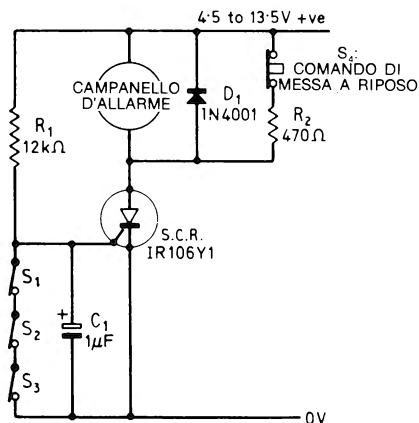



Figura 3.3 — Sistema d'allarme che entra in azione aprendo uno dei contatti da S_1 ad S_3. Il circuito assorbe una corrente a riposo di soli 500 μA a 6 V.

L'allarme di *Figura 3.3* assorbe una corrente di riposo di 500 μA che è fatta circolare dalla R_1, impiegando un'alimentazione a 6 V. Tale intensità può essere ridotta aumentando il valore della R_1, o impiegando un amplificatore ad uno o due transistor che aumenti la sensibilità del gate dello s.c.r. Quest'ultima soluzione, la si vede, sviluppata in pratica, nelle *Figure 3.4* e *3.5*. Nella *Figura 3.4* si vede un circuito che a riposo assorbe 60 μA da un sistema d'alimentazione che eroga 6 V, e nella *Figura 3.5* un secondo circuito che, sempre a riposo, assorbe solo 1,4 μA.

Gli allarmi del tipo attivato da una interruzione sul circuito esterno visti nelle *Figure 3.3* e *3.5* sono assai più utilizzabili con sicurezza del semplice

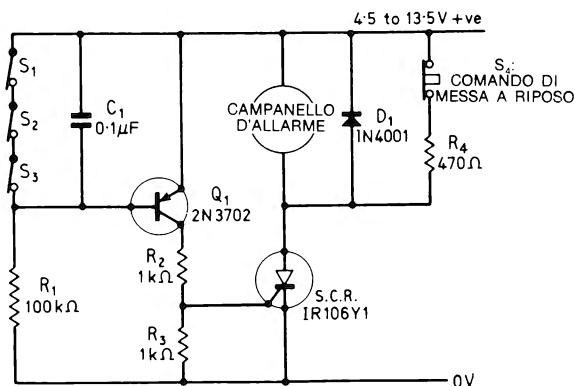



Figura 3.4 — Sistema di allarme che entra in azione aprendo uno dei contatti da S_1 ad S_3, e che a riposo assorbe una corrente di 60 μA a 6 V.

schema a contatti in chiusura osservato nella *Figura 3.2*, ma non sono proprio tali da assicurare una protezione totale. A loro volta, possono essere messi a riposo collegando un ponticello di cortocircuito su di un contatto normalmente chiuso che il ladro intenda forzare. Questo «trucco» dei ladri, può essere superato facendo uso di una combinazione di contatti in apertura ed in chiusura applicati ad un solo sistema di allarme, come si vede nella *Figura 3.6*, e *3.7*. Ben difficilmente un ladro può capire quali cavi portano ad un sistema di contatti in apertura o in chiusura, e logicamente, se taglia il filo sbagliato, l'allarme suona immediatamente.

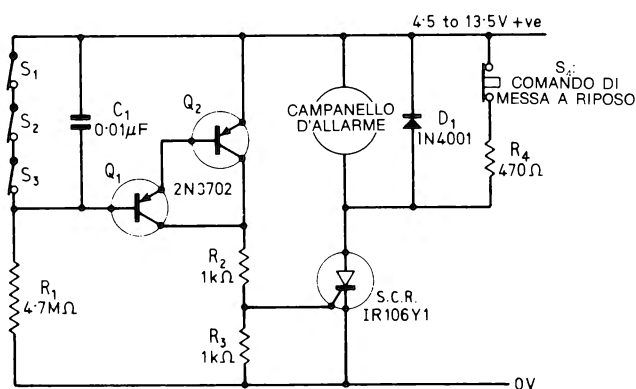



Figura 3.5 — Sistema di allarme che entra in azione aprendo uno dei contatti da S_1 ad S_3, e che a riposo assorbe una corrente di solo 1,4 μA a 6 V di alimentazione.

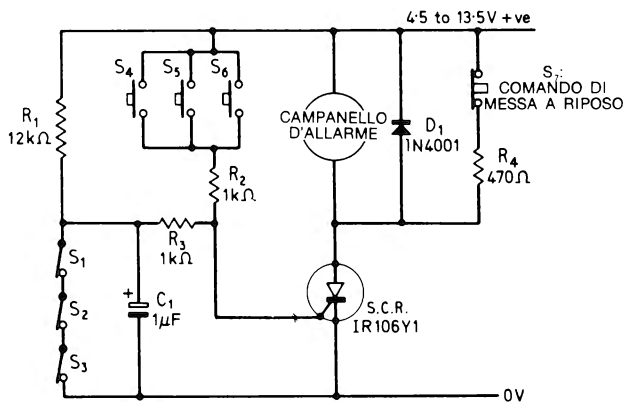



Figura 3.6 — Semplice allarme antifurto «anti-taglio-dei-cavi» che assorbe una corrente di riposo di 500 µA a 6 V.

L'allarme che appare nella *Figura 3.6*, concepito per evitare le interruzioni volontarie dei cavi, è in pratica una combinazione dei circuiti visti nelle *Figure 3.2* e *3.3*, ed a riposo assorbe una corrente di 500 µA, se l'alimentatore eroga 6 V. La *Figura 3.7* mostra uno schema che è a sua volta una combinazione di quelli già visti nelle *Figure 3.2* e *3.5*; assorbe una corrente di 1,4 µA da un alimentatore a 6 V.

Tutti gli ultimi allarmi antifurto osservati, innescano e si autoallacciano nel funzionamento non appena un contatto è o aperto o chiuso. Di conseguenza, se il proprietario dell'abitazione ha l'interruttore generale posto all'interno, non può ...uscire, perché in tal modo attiverebbe l'allarme che si bloccherebb-

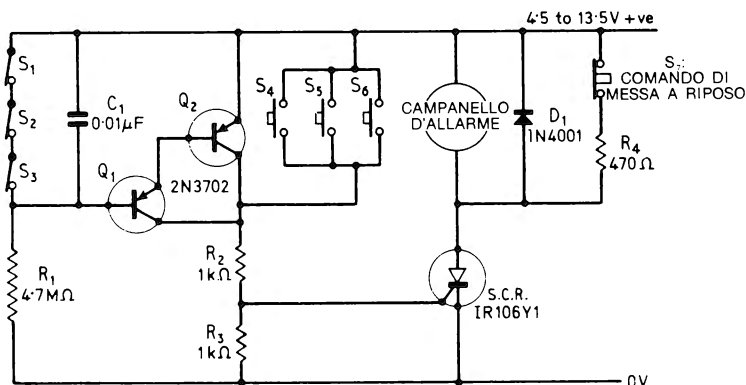



Figura 3.7 — Semplice allarme antifurto «anti-taglio-dei-cavi» che assorbe la trascurabile corrente di riposo di 1,4 µA a 6 V.

be per di più nel funzionamento, suonando a perdifiato. Questo difetto può essere superato munendo il circuito di allarme di un allacciamento ritardato, che assicura che il funzionamento scatti solo dopo un certo tempo, venendo dalla condizione di riposo. La *Figura 3.8* mostra un circuito pratico di ritardo connesso ad un semplice avvisatore del tipo di *Figura 3.2.* Tale circuito, può essere evidentemente applicato a tutti gli altri dispositivi che abbiamo commentato, visto che $D_2 - R_3 - Q_1 - Q_2$ ecc., formano un complesso a sè stante di temporizzatore, che sostituisce la resistenza di autoallacciamento ed il pulsante di reset impiegati negli schemi precedenti.

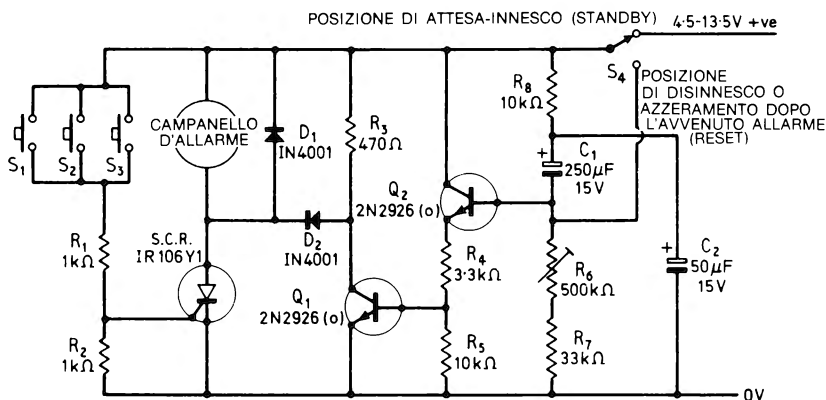



Figura 3.8 — Semplice sistema di allarme antifurto che prevede l'azionamento ritardato per permettere all'utente di lasciare l'appartamento senza far suonare il sistema di avviso acustico.

Il tipo di lavoro del circuito di *Figura 3.8* è molto semplice. C_1, ed $R_6 - R_7$ formano un divisore di potenziale temporizzato che è connesso alla base del transistor Q_2, posto in circuito con il collettore comune. La corrente di emettitore del Q_2, circola nella base dell'amplificatore ad emettitore comune Q_1, che utilizza R_3 come carico del collettore. R_3 è connessa all'anodo dello s.c.r. tramite D_2. R_8 e C_2 realizzano un semplice filtro che assicura che al C_1 giunga una tensione c.c. perfettamente spianata, priva di transistori impulsivi, e $R_6 - R_7$ fanno parte del circuito temporizzatore.

Quando si applica l'alimentazione al circuito tramite S_4, il C_1 è completamente scarico e la base del Q_2 appare quindi come virtualmente cortocircuitata alla linea positiva generale. Di conseguenza, al Q_1, tramite Q_2, è applicata una forte polarizzazione, sicché il Q_1 si satura. In tal modo, il punto di riunione tra R_3 e D_2 è in pratica portato a zero V, e lo s.c.r. non innesca quale che sia il pulsante premuto.

Non appena S_4 è azionato, però, il C_1 inizia a caricarsi in modo esponen-

ziale tramite R_6 ed R_7, sicché la tensione base-emettitore del Q_2 inizia a diminuire lentamente, spostandosi verso lo zero. Dopo un periodo di tempo che può andare da alcuni secondi ad alcuni minuti (in proporzione a come è regolato R_6), la corrente di emettitore del Q_2 scende ad un valore talmente basso che il Q_1 esce dallo stato di saturazione e lentamente s'interdice; a questo punto, tramite R_3 non circola più alcuna corrente. Ora, se si aziona uno dei pulsanti, lo s.c.r. può innescare, e l'allarme mettersi in azione tramite R_3 e D_2.

In tal modo, il ritardo consente all'utilizzatore d'innescare il sistema di allarme da un punto protetto e nascosto dell'abitazione, quindi di uscire da una porta protetta. Nel momento in cui l'utilizzatore apre la porta, l'allarme suona, ma questo non deve essere considerato uno svantaggio, infatti si ha la conferma che il tutto è perfettamente funzionale; non appena la porta è richiusa l'allarme cessa, l'antifurto inizia a lavorare in «attesa» e se si riapre la porta o una finestra, o altro ingresso sorvegliato, dopo la temporizzazione prevista l'allarme innesca nel modo continuo perché lo s.c.r. si autoallaccia come abbiamo visto.

Un sistema complementare, rispetto al dispositivo visto, è un relais a tempo che permette all'utilizzatore di lasciare la casa senza far suonare nulla. Questo dispositivo sarà collegato ad una delle porte, e servirà per sconnettere momentaneamente il sensore di quella porta quando l'utente esce.

Il circuito del relais a tempo è indicato nella *Figura 3.9.* Si tratta di uno schema estremamente simile a quello del settore di ritardo già esaminato nella *Figura 3.8*, salvo per il fatto che R_3 della figura detta è sostituita dal relais *RLA*. Il sistema inizia a funzionare chiudendo brevemente S_1, quindi azio-

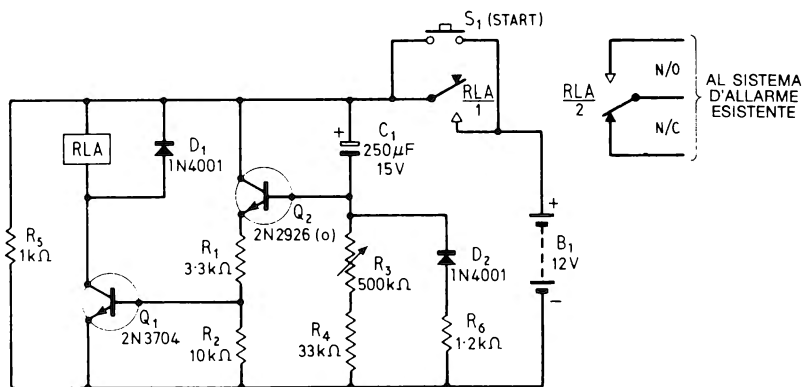



Figura 3.9 — Circuito di un sistema ritardatore che comanda un relais. Può essere utilizzato per mettere temporaneamente a riposo il contatto di protezione di una porta, sì da permettere l'uscita dell'utente senza che intervenga l'azionamento di un allarme-antifurto. *RLA*, può essere un qualunque relais munito di un avvolgimento dalla resistenza di 180 Ω o maggiore, munito di due coppie di contatti commutatori.

nando RLA tramite Q_1, Q_2 e C_1; non appena il contatto del relais si chiude, vi passa S_1, quindi mantiene inserita l'alimentazione anche quando si lascia andare a riposo lo S_1. Al tempo stesso, la seconda coppia dei contatti $RLA/2$ commuta e disabilita il contatto che protegge la porta. Frattanto il C_1 inizia a caricarsi tramite R_3 ed R_4; dopo un ritardo che può essere variato tra circa dieci secondi e circa due minuti tramite R_3, la carica del C_1 sale ad un livello tale da far interdire Q_1, quindi da far andare a riposo RLA. Non appena RLA sgancia, il contatto indicato come $RLA/1$ commuta, e toglie l'alimentazione al circuito; al tempo stesso commuta anche la coppia secondaria dei contatti $RLA/2$ che permette al contatto della porta di funzionare nel modo comune per poter dare l'allarme. Una volta che l'alimentazione sia tolta dal circuito tramite $RLA/1$, il C_1 si scarica rapidamente tramite R_5, R_6 e D_2. Si completa così l'intero ciclo di funzionamento. Poiché la coppia di contatti $RLA/2$ commuta, può disattivare sia contatti in chiusura che in apertura.

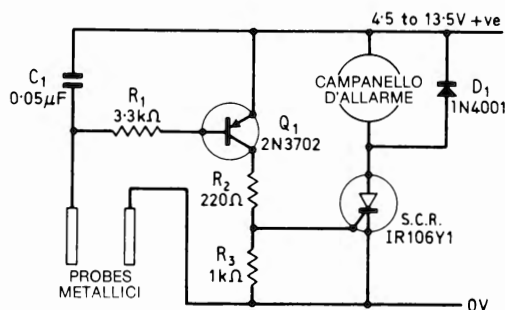



Figura 3.10 — Sistema d'allarme operante a bagno d'acqua.

Allarmi funzionanti con l'acqua, l'umidità, il vapore

Le impurità che sono presenti nell'acqua normale, sono sufficienti per rendere conduttore il liquido, che può essere considerato come una sorta di resistenza bassa, dal punto di vista elettrico. Diversi altri liquidi e vapori come quello acqueo esibiscono proprietà analoghe. Di conseguenza, se si ha una coppia di contatti metallici isolati, questa, una volta immersi in questi media, passeranno dalla resistenza infinita ad una resistenza moderatamente bassa. Tale cambio di resistenza può essere impiegato per attivare tutta una gamma di sistemi di avviso ed allarme. Alcuni di questi prevedono proprio che un flusso d'acqua o un getto di vapore investa i contatti, per il funzionamento, ad esempio i circuiti riportati nelle *Figure 3.10* e *3.11*.

Ambedue tali circuiti funzionano nel modo non autoallacciante, ed impiegano un transistor amplificatore che effettivamente incrementa la sensibilità del gate dello s.c.r., cosicché lo s.c.r. può essere innescato dalla piccola cor-

rente che passa nel media conduttivo quando è presente ad ambedue i contatti.

Nella *Figura 3.10*, il circuito impiega un amplificatore monotransistor e la sensibilità raggiunta permette l'innesco dell'allarme quando ai contatti si presenta una resistenza dell'ordine di 220.000 Ohm. Una sensibilità del genere è perfettamente adeguata se si desidera far funzionare il complesso come rivelatore della presenza dell'acqua.

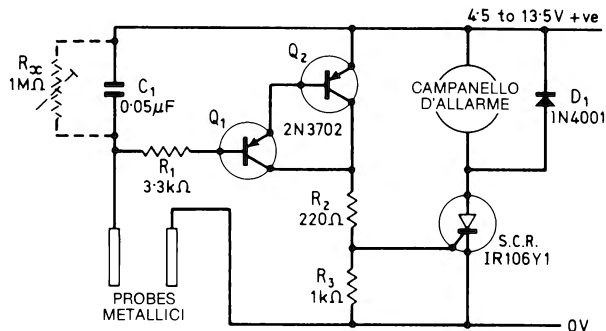



Figura 3.11 — Sistema d'allarme operante a vapore acqueo.

Nella *Figura 3.11*, si vede un circuito che utilizza un amplificatore a due transistor, e la sensibilità del circuito è talmente elevata, che l'allarme scaturisce con una resistenza tra i contatti di 10 Mega Ohm. In tal modo, oltre che da un flusso d'acqua, il dispositivo può essere azionato da un getto di vapore. In certi casi, una sensibilità del genere può essere addirittura eccessiva, ed allora la si può diminuire collegando un potenziometro da 1 Mega Ohm in parallelo al C_1, come si vede in tratteggio nello schema. Il C_1, in ambedue i circuiti, serve per sopprimere la captazione del ronzio di rete, specialmente nei casi che prevedano delle connessioni piuttosto lunghe verso i contatti, visto che tale disturbo potrebbe produrre il funzionamento instabile e casuale dei complessi. La R_1 serve per proteggere il circuito nel caso che tra i contatti appaia un cortocircuito.

I due sistemi visti hanno una grande varietà di applicazioni sia nell'ambito della casa che negli ambienti lavorativi. Possono essere impiegati come allarmi di pioggia, per segnalare l'allagamento delle cantine, per indicare che l'acqua ha raggiunto un dato livello previsto in un serbatoio, o piscina, o per segnalare che un dato serbatoio d'acqua ha raggiunto l'ebollizione (tramite il vapore), o che la lavatrice sta allagando la cucina, e simili. La bassa tensione d'alimentazione, rende ambedue i circuiti assolutamente sicuri in ogni impiego.

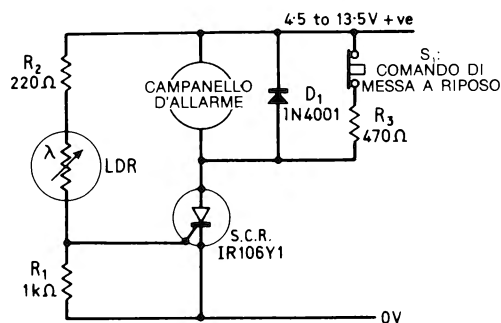



Figura 3.12 — Semplice allarme attivato dalla luce.

Progetti di allarmi eccitati dalla luce

Anche gli allarmi eccitati dalla luce hanno vastissime possibilità d'impiego nell'abitazione o nel lavoro. Si usano per indicare che un ambiente normalmente buio è illuminato, ad esempio l'interno di una cassaforte, e fanno suonare l'allarme, al contrario, se un oggetto o una persona oscurano il raggio di luce che normalmente investe un dispositivo fotosensibile. In alternativa, i dispositivi di questo genere possono servire come allarmi per il fumo.

In questo paragrafo, sono commentati diversi sistemi che funzionano con la luce, ed in tutti i casi, per praticità, l'elemento sensibile è una l.d.r. o fotoresistenza. Si tratta di una sorta di fotocellula tanto comune che tutti ne conoscono il funzionamento; brevissimamente diremo che si tratta di un dispositivo costituito da una pista di solfuro di cadmio che nel buio ha una resistenza molto elevata, ed alla luce una resistenza molto bassa. Tutti i circuiti trattati sono molto versatili e possono lavorare pressoché con qualunque modello di l.d.r. che abbia un diametro frontale tra 5 mm e 1,2 cm. Nei vari circuiti, non

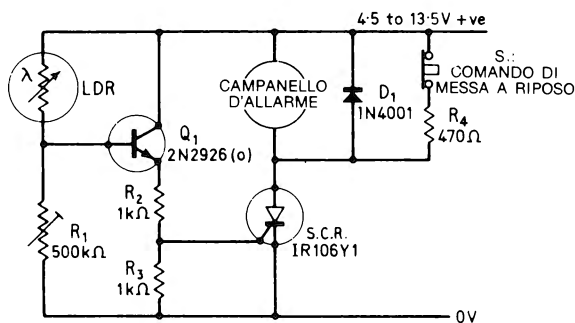



Figura 3.13 — Allarme attivato a luce reso più sensibile da uno stadio transistorizzato.

è quindi indicato un modello preciso di fotoresistenza; per altro, se serve un particolare tipo di l.d.r., questo è indicato nel commento. Le *Figure 3.12* e *3.13* mostrano i circuiti di due semplici sistemi di allarme a luce. Le l.d.r. impiegate in questi circuiti devono essere collocate in un ambiente che in condizioni normali sia al buio, come ad esempio la già rammentata cassaforte, ed i dispositivi sono concepiti in modo tale da far risuonare l'allarme se una luce penetra nell'area protetta. La l.d.r. e la R_1 formano un sistema divisore del potenziale che polarizza il gate dello s.c.r. La polarizzazione del gate giunge direttamente, nello schema di *Figura 3.12*, o tramite uno stadio «emitter follower» nello schema di *Figura 3.13*.

Il funzionamento del circuito è molto semplice. Al buio, la l.d.r. presenta una resistenza molto elevata, sicché al gate dello s.c.r. non appare alcuna polarizzazione. Quando la l.d.r. è illuminata, la sua resistenza cade a valori molto bassi e di conseguenza al gate dello s.c.r. giunge una polarizzazione che produce lo scatto del semiconduttore ed attiva l'allarme. La sensibilità del circuito di *Figura 3.12* è stabilita in modo tale che l'allarme inneschi quando la resistenza della l.d.r. scende a meno di circa 10.000 Ohm. La sensibilità del circuito di *Figura 3.13* è più elevata, e questo scatta non appena la resistenza della l.d.r. scende ad un livello inferiore a 200.000 Ohm. Come in altri casi, anche in questo la sensibilità può essere eccessiva; difatti molte fotoresistenze hanno una curva di funzionamento che raggiunge i 200.000 Ohm con dei livelli di luce davvero minima. Occorrendo, la sensibilità del dispositivo di *Figura 3.13* può essere ridotta agendo su R_1.

Il modo di lavoro dei circuiti riportati nelle *Figure 3.12* e *3.13* può essere reso inverso, nel senso di far scattare l'allarme allorché le l.d.r. sono abbuiate, semplicemente con la trasposizione della R_1 e della l.d.r. in circuito. Tale disposizione alternativa, si vede in pratica nella *Figura 3.14*, nonché *3.15*. Questi ultimi due circuiti possono essere impiegati come interruttori che si attivano troncando il raggio di luce. Normalmente, le l.d.r. sono soggette ad una forte illuminazione tramite un adatto proiettore ed un sistema ottico di foca-

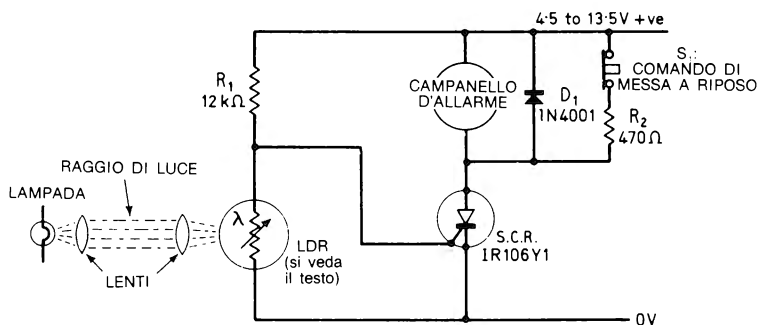



Figura 3.14 — Semplice allarme a raggio di luce focalizzato.

lizzazione sulla superficie sensibile. In queste condizioni, come sappiamo, le l.d.r. presentano una resistenza bassa, e di conseguenza ai gate degli s.c.r. giunge una polarizzazione vicina a zero, sicché tali dispositivi sono interdetti. Nel momento in cui o una persona o un oggetto taglia il raggio di luce, la resistenza della l.d.r. sale quasi di colpo a valori elevati e di conseguenza al gate degli s.c.r. è applicata una notevole polarizzazione che causa l'innesco, quindi il suono dell'allarme.

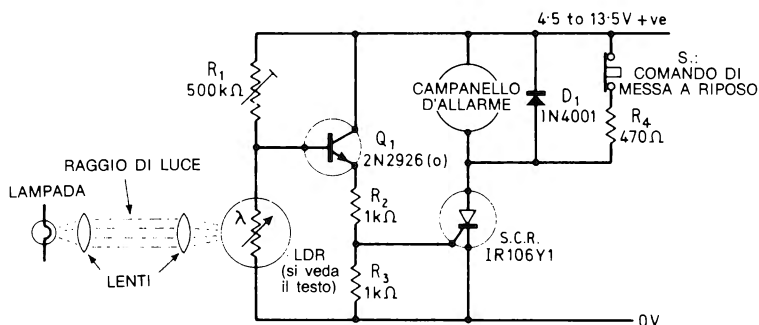



Figura 3.15 — Circuito di allarme a raggio di luce alternativo.

La l.d.r. impiegata nel circuito della *Figura 3.14* può essere un qualunque modello che sia in grado di assumere una resistenza di 1.000 Ohm nelle condizioni di massima luce, e di 3.000 Ohm o più nella condizione di «raggio interrotto». Il circuito che appare nella *Figura 3.15* può essere impiegato con qualunque fotoresistenza che offra una resistenza inferiore a circa 50.000 Ohm nella condizione di massima luce.

I circuiti visti, delle *Figure 3.14* e *3.15*, sono in effetti validi e pratici per gli allarmi antifurto, nella maggioranza dei casi, ma non offrono una sicurezza molto elevata, specie nei casi in cui si richiede una protezione sofisticatissima. Ambedue i dispositivi possono essere disattivati se si punta sulla fotoresistenza una luce molto brillante, più forte di quella normalmente erogata dal proiettore ottico. La vulnerabilità di tali sistemi di base può essere superata in diversi modi, anzi, in molti modi. La *Figura 3.16* mostra un circuito che supera già il problema della «luce sostitutiva».

In questo la l.d.r. è collegata in un sistema a ponte costituito da $R_1 - R_2 - R_3 - R_4$, ed in tal modo, la l.d.r. ed i transistori $Q_1 - Q_2$ costituiscono un rivelatore a ponte equilibrato che applica la polarizzazione al gate dello s.c.r. Il funzionamento del circuito è il seguente. Quando il ponte è equilibrato, l'allarme non è attivo anche quando la l.d.r. è illuminata dal raggio di luce, ma solo quando nel ponte si verifica uno squilibrio, l'allarme entra in azione. Ciò avviene perché la l.d.r. riceve una intensità luminosa che è al di fuori dai nor-

mali livelli, considerate le tolleranze. In tal modo, l'allarme si eccita, ovviamente, se il fascio di luce è interrotto, ma si eccita egualmente se un malintenzionato punta sulla l.d.r. una luce «sussidiaria» che non è proprio quella prevista. Poiché le variazioni sono sempre notevoli, ed il valore originario non può essere praticamente eguagliato con la necessaria precisione, ecco che il circuito a ponte diviene «imbattibile».

Ciò premesso vediamo i dettagli del funzionamento. Il circuito è alimentato con una tensione di 10 V. Il trimmer R_1 è regolato in modo tale da ottenere una resistenza eguale a quella della l.d.r. per le normali condizioni di funzionamento «equilibrato» durante le quali la fotoresistenza è illuminata dal raggio di luce. In tal modo si ha una tensione di 5 V che si sviluppa tra la base del Q_1 e l'emettitore del Q_2. Il trimmer R_3 è regolato in modo tale da ottenere 5,6 V all'emettitore del Q_1, e 4,4 V alla base del Q_2, come dire che una polarizzazione diretta di 600 mV è presente alle giunzioni base-emettitore di Q_1 e Q_2 nelle normali condizioni di equilibrio. Se la tensione sale a 650 mV, Q_1 e Q_2 entrano nel regime di conduzione.

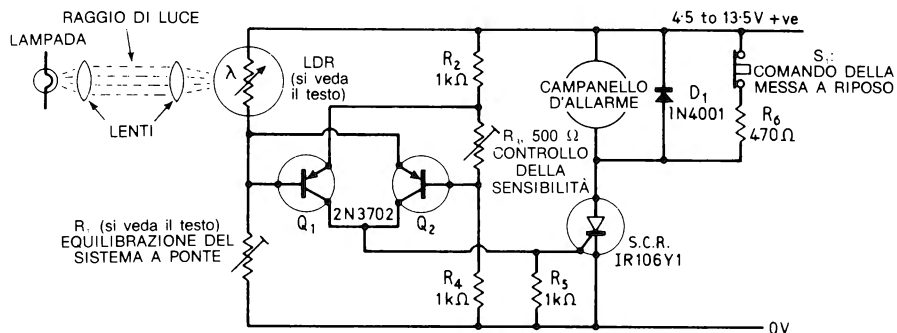



Figura 3.16 — Allarme a raggio di luce di tipo pressochè «inviolabile».

In sostanza, sin che tutto rimane nella normalità, la polarizzazione diretta applicata ai Q_1 e Q_2 non è sufficiente a portarli nella conduzione, quindi lo s.c.r. e l'allarme rimangono spenti. Supponiamo, tuttavia, che il raggio di luce sia interrotto. In questo caso, la resistenza interna della l.d.r. crescerà, ed in tal modo, la tensione al punto di riunione tra *LDR* ed R_1 calerà in maniera apprezzabile al di sotto dei 5 V, sicché la polarizzazione emettitore-base del Q_1 salirà alquanto al di sopra di 650 mV, ed allora condurrà pilotando lo s.c.r. e di conseguenza l'allarme.

In alternativa, supponiamo che una sorgente di luce molto brillante, con una intensità assai maggiore di quella del raggio normalmente focalizzato colpisca la superficie della l.d.r. In tal modo, come sappiamo, la fotoresistenza avrà un valore in calo ed al punto di unione tra *LDR* e R_1 si riscontrerà un

valore che oltrepassa notevolmente i 5 V. In tal modo, la polarizzazione della giunzione base-emettitore del Q_2 salirà oltre ai 650 mV previsti, ed il Q_2 condurrà a sua volta innescando comunque lo s.c.r., quindi l'allarme.

Il circuito, in sostanza, aziona prontamente l'allarme se l'illuminazione della l.d.r. *varia rispetto al livello normale*, non interessa se in meno o in più, ma basta una variazione che dia luogo a 50 mV di fluttuazione al punto che unisce *LDR* ed R_1. La sensibilità del circuito può essere variata tramite R_3, e può essere trimmata ad un livello talmente preciso e critico, che basta una variazione indistinguibile dall'occhio umano per far azionare l'allarme.

La l.d.r. impiegata nella *Figura 3.16* può essere di ogni tipo che abbia una resistenza nella gamma di 200 Ohm – 2.000 Ohm quando è illuminata dal raggio di luce normale. R_1 deve avere un valore grossomodo doppio di quello della l.d.r. nelle condizioni indicate. Per la regolazione del circuito, si procederà come segue.

Prima di tutto, R_1 sarà regolato in modo tale che circa la metà della tensione d'alimentazione appaia al punto di unione di *LDR* ed R_1, quando la fotoresistenza è soggetta al normale raggio di luce. Si aggiusterà poi R_3 in modo da ottenere circa 400 mV sulla R_5. A questo punto, è necessario regolare di nuovo R_3 per la massima precisione. Ora, ruotando R_1, si cercherà di ottenere la massima lettura in tensione ai capi di R_5; se necessario si interverrà di nuovo su R_3, ma in nessun caso la lettura deve essere inferiore a 200 mV. Quando la regolazione di R_1 è completata, il ponte è correttamente equilibrato. R_3, può essere aggiustato per situare la sensibilità del circuito al livello previsto. Se R_3 è regolato in modo da far apparire zero V sulla R_5, serve una forte variazione di luce per far funzionare l'allarme, e se al contrario la si ruota in modo tale da far apparire alcune centinaia di mV ai capi della R_5, basterà una minima variazione per far scaturire l'allarme. Naturalmente, nessuna delle due condizioni-limite è la migliore; troppa inerzia o troppa criticità sono sempre novice per un funzionamento sensibile e stabile.

Figura 3.17 – Semplice sistema d'allarme messo in funzione dal fumo.

Infine, nelle *Figure 3.17* e *3.18* si vedono due sistemi d'allarme azionati dal fumo che funzionano sempre sul principio del raggio di luce. In questi circuiti, le l.d.r. sono rischiarate da una luce focalizzata a raggio, e sono connesse in un circuito a ponte formato da R_1, R_2, R_3 e dalla medesima resistenza interna degli elementi. L'uscita del ponte è rivelata ed impiegata per eccitare lo s.c.r. Nel circuito di *Figura 3.17* il rivelatore per l'equilibrio del ponte è costituito da un transistor, e per la miglior precisione, il circuito di *Figura 3.18* impiega due transistori, connessi in maniera differenziale.

Figura 3.18 — Allarme messo in funzione dal fumo di tipo molto sensibile.

Ogni circuito deve essere regolato in modo tale che il ponte sia molto vicino al bilanciamento quando la l.d.r. è illuminata al livello normale, ed il Q_1 conduca «appena-appena»; non in modo sufficiente per dare il trigger allo s.c.r. Allorché il fumo investe il raggio di luce, logicamente l'illuminazione della l.d.r. decresce, ed allora la resistenza interna aumenta sicché il ponte si sbilancia in modo da polarizzare maggiormente il Q_1. In queste condizioni, lo s.c.r. innesca e l'allarme inizia a risuonare.

La l.d.r. da impiegare nell'allarme del fumo può essere un qualunque modello che manifesti un resistenza interna compresa tra 200 Ohm e 10.000 Ohm quando è illuminata dal raggio di luce. Il trimmer R_1 che stabilisce le condizioni di lavoro, deve avere una resistenza massima all'incirca doppia di quella della fotoresistenza nelle condizioni dette.

Sistemi di allarme funzionanti in base alla temperatura

I sistemi di allarme che dipendono dalla temperatura possono essere impiegati come antincendi, o per segnalare ogni eccesso di temperatura; con poche modifiche si adattano ad indicare un eccessivo gelo o un riscaldamento insufficiente. In questo paragrafo terminale del capitolo, descriveremo tre sistemi d'allarme del genere. I circuiti impiegano dei termistori economici, del

tradizionale modello a coefficiente negativo di temperatura. Questi dispositivi sono una sorta di resistenze che hanno una elevata sensibilità verso la temperatura ambientale a causa della loro composizione chimica e della loro costruzione. Presentano una resistenza elevata alle temperature basse ed una bassa temperatura alle temperature elevate, con tutta una scala di valori intermedi che cresce o cala gradualmente a seconda dell'importanza del fenomeno eccitatore.

I tre circuiti descritti, sono progettati per lavorare con dei termistori che presentino una resistenza di circa 5.000 Ohm alla temperatura voluta. Gli apparecchi sono assai versatili, tuttavia, ed in pratica lavorano in modo soddisfacente con qualunque termistore dal coefficiente negativo di temperatura (n.t.c.), che al valore previsto presenti una resistenza compresa tra 1.000 e 20.000 Ohm; non si può proprio parlare di valori critici.

Nella *Figura 3.19* si vede lo schema elettrico di un semplice allarme antincendio o di eccessiva temperatura. Le resistenze $R_1 - R_2 - R_3$ ed il termistor TH_1 sono collegati in modo da formare un ponte, ed il Q_1 serve da rivelatore dell'equilibrio del ponte medesimo, nonchè come pilota dello s.c.r. Il trimmer potenziometrico R_1 va regolato in modo tale che il ponte si equilibri ad una temperatura appena inferiore a quella di azionamento. In tale condizione, la base e l'emettitore del Q_1 sono al medesimo potenziale, cosicché Q_1 e l'allarme sono interdetti. Non appena la temperatura avvertita da TH_1 sale, la resistenza interna dell'elemento decresce, come abbiamo detto, ed in tal modo la base del Q_1 diviene negativa nei confronti dell'emettitore. Ora Q_1 è del tipo p.n.p., quindi conduce se la base diviene *abbastanza* negativa. Quando il TH_1 raggiunge la temperatura di lavoro prevista, appunto, la base del Q_1 diviene abbastanza negativa per far condurre il transistor, ed allora si ha l'applicazione di una corrente di gate sufficiente per innescare lo s.c.r. che attiva l'allarme. In sostanza, il circuito lavora come allarme non appena la temperatura dell'ambiente supera un livello considerato come utile. Non sempre, comunque, il termistore deve essere lasciato in aria libera. In molti casi, il rivelatore

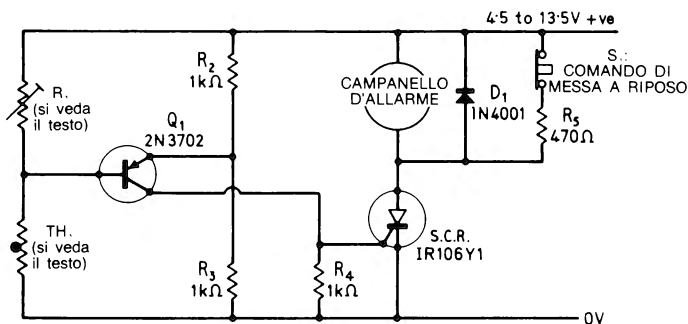



Figura 3.19 — Semplice sistema d'allarme antincendio e di temperatura eccessiva.

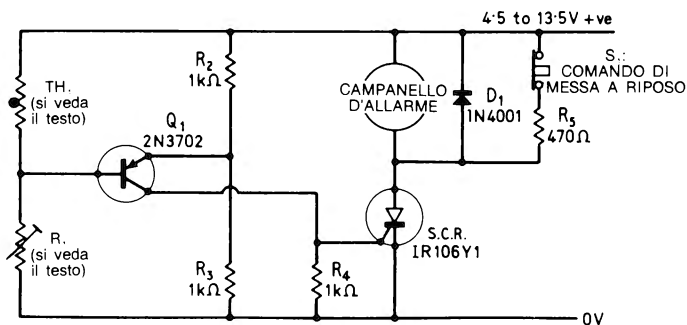



Figura 3.20 — Semplice sistema d'allarme messo in funzione dal ghiaccio o da temperature troppo basse.

della temperatura può essere accoppiato meccanicamente e termicamente ad una conduttura, ad un radiatore, ad un elemento o riscaldante o raffreddante.

Il sistema di lavoro può essere invertito, sicché l'allarme suoni quando la temperatura cala oltre ad un certo limite con la semplice trasposizione di R_1 e del TH_1, come si vede nella *Figura 3.20.* In tal modo, il circuito può essere usato come allarme anti-ghiaccio o di eccessivo calo della temperatura.

I circuiti presentati nelle *Figure 3.19* e *3.20* funzionano molto bene come segnalatori delle eccessive fluttuazioni delle temperature, ma il preciso punto di lavoro è soggetto a piccole variazioni a causa dei valori che influenzano la giunzione base-emettitore del Q_1. Tali circuiti non sono quindi adatti per applicazioni ad alta precisione, a meno che sia Q_1 che TH_1 non siano influenzati dalla medesima temperatura. Si tratta di un difetto pur secondario ma che in certi casi può essere fastidioso; può essere superato impiegando un rivelatore differenziale, al posto del Q_1, come si vede nella *Figura 3.21.*

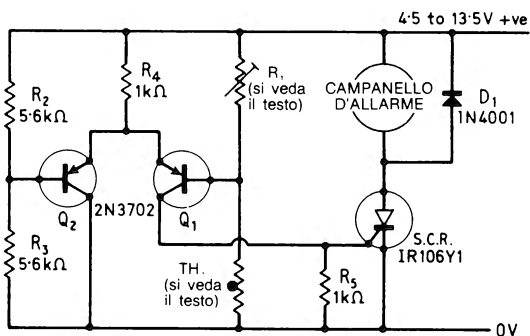



Figura 3.21 — Allarme ad alta precisione del superamento di un dato livello di temperatura.

Tale circuito è progettato per fungere da allarme di temperatura eccessiva. Per altro, può essere adattato alla segnalazione di temperature troppo basse semplicemente invertendo le posioni del TH_1 e del trimmer potenziometrico R_1. È da notare che il circuito è mostrato privo di qualunque resistenza di autotenuta. Nella maggioranza delle applicazioni pratiche, infatti, questo genere di allarme deve suonare solamente se il livello di temperatura presente non è quello previsto, e ripristinarsi a zero, se la situazione si normalizza.

TH_1, nei tre circuiti indicati, deve essere scelto in modo tale che abbia una resistenza compresa tra 1.000 Ohm e 20.000 Ohm, alla temperatura di lavoro richiesta; R_1, deve essere scelto per un valore che sia circa il doppio di quello del TH_1 nelle condizioni poste.

CAPITOLO 4

15 PROGETTI DI TEMPORIZZATORI

Sia gli S.C.R che il triac trovano ottimo impiego nei sistemi elettronici temporizzatori, nei vari sistemi di ritardo ed in un gran numero di applicazioni analoghe, per la casa, il lavoro o l'automobile. I sistemi d'interruzione che possono essere realizzati con questi dispositivi sono essenzialmente di due tipi: quelli che si accendono dopo un tempo prefisso, e quelli che si spengono, invece, dopo un certo tempo. Possono lavorare, ovviamente, con dei carichi sia alimentati in c.c. che in c.a., a rete.

Sistemi interruttori ritardati funzionanti in c.c.

Uno dei più semplici circuiti temporizzatori che possono essere realizzati, funzionante in c.c., appare nella *Figura 4.1*. Lo s.c.r. utilizzato, normalmente è spento, ma innesca automaticamente dopo che sia trascorso un certo tempo della chiusura di S_1.

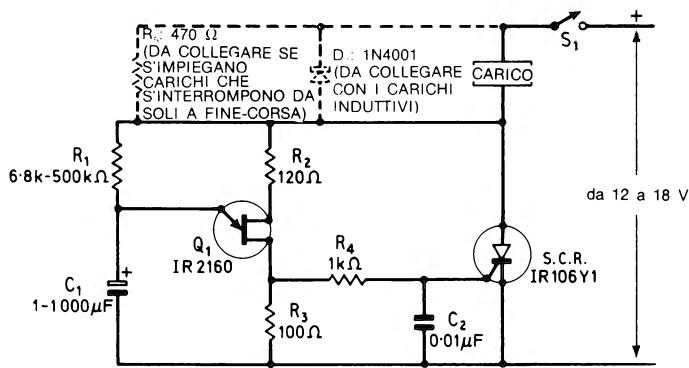



Figura 4.1 — Sistema ritardatore dell'azionamento di carichi in c.c., che può dare un ritardo massimo di 15 minuti.

Il funzionamento del circuito è molto semplice. Quando si chiude S_1, lo s.c.r. è spento, quindi il carico non è alimentato. Il C_1, però, inizia subito a caricarsi, con una legge esponenziale, tramite R_1. Ultimato l'intervallo di tempo previsto, il C_1 raggiunge la carica necessaria per far innescare il transistore u.j.t. Q_1. In tal modo, allo s.c.r. è applicato un impulso di inizio-lavoro. Non appena lo s.c.r. innesca, il carico risulta alimentato e di conseguenza la sua tensione anodica scende ad un valore prossimo allo zero, sicché il circuito u.j.t. non risulta più alimentato, praticamente. A questo punto il ciclo di lavoro è completo.

La R_1, in questo circuito, può avere un valore qualunque nella gamma che va da 6.8 k a 500 k Ohm, e C_1 a sua volta può avere qualunque valore sino a 1.000 μF. C_1, tuttavia, deve essere il tipo a bassissima perdita, specialmente se per la R_1 s'impiega un valore elevato. Il ritardo di azionamento ricavato dal circuito è approssimativamente eguale al prodotto $C_1 - R_1$; per il calcolo, si deve tenere presente che il valore di R_1 è in kiloohm, quello del C_1 è in microfarad, ed il tempo t è in millisecondi. Per esempio, se si ha una resistenza da 500 k Ohm ed un condensatore da 100 μF, il ritardo indicativo può essere sui 50 secondi. In pratica, il ritardo ottenibile, può giungere agli 80 secondi, visto che la capacità dei condensatori elettrolitici non è quasi mai precisa come indicata, ma ha una tolleranza tale che il valore reale del C_1 può essere più grande del 60%, rispetto a quello che si legge.

Il circuito che appare nella *Figura 4.1* può essere impiegato per dare dei ritardi massimi sino a 15 minuti. Sia questo complesso, che tutti gli altri che impiegano come elemento commutatore di fine - temporizzazione lo s.c.r. IR106Y, possono pilotare dei carichi di ogni tipo, ma dall'assorbimento massimo di 2 A. Se s'impiega un carico induttivo, è necessario collegare il D_1 (mostrato in tratteggio). Se il dispositivo applicato come carico è del tipo che s'interrompe automaticamente (per esempio a fine corsa), serve anche la R_5, collegata in parallelo a questo carico. Il condensatore C_2 è collegato tra il gate ed il catodo dello s.c.r. allo scopo di proteggerlo dai transistori indesiderati che si possono inserire sul collegamento tra il gate dello s.s.c. e u.j.t.

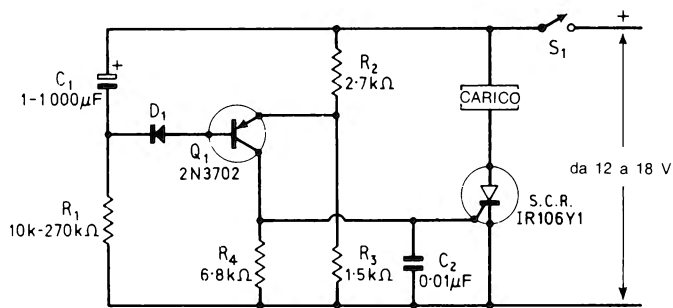



Figura 4.2 — Sistema ritardatore dell'azionamento di carichi in c.c. che può dare un ritardo di alcuni minuti. D_1: diodo al silicio per impieghi generici.

La *Figura 4.2* mostra la versione transistorizzata, cioè impiegante un transistor comune, bipolare, dell'interruttore ritardato; quest'altro circuito può dare un tempo di attesa massimo di alcuni minuti. Il tutto è molto semplice. R_1 e C_1 sono connessi in parallelo all'alimentazione generale ed applicano alla base del Q_1 il potenziale che serve per l'azionamento dopo un certo periodo, tramite il D_1, mentre R_2 ed R_3 formano un divisore di tensione che applica un valore di riferimento all'emettitore del transistor che vale all'incirca i 3/10 dell'alimentazione. Il collettore del Q_1 è direttamente connesso al gate dello s.c.r. Il funzionamento del circuito è il seguente. La giunzione base-emettitore del Q_1 è polarizzata inversamente, quando il potenziale al punto di unione di $R_1 - C_1$ è più elevato di quello presente al punto di unione di $R_2 - R_3$, ovvero del riferimento; in queste condizioni, lo s.c.r. è disinnescato. Al contrario, quando il potenziale di $R_1 - C_1$ scende al di sotto di quello di riferimento, la giunzione base-emettitore del Q_1 diviene polarizzata direttamente, sicché il transistor conduce ed innesca lo s.c.r. Il diodo D_1 serve per proteggere la giunzione base-emettitore del Q_1 contro una eccessiva corrente che potrebbe produrre un effetto-valanga e distruggerla quando si ha una polarizzazione inversa ampia.

Quando si alimenta il circuito per la prima volta, il C_1 è scarico ed appare come una sorta di cortocircuito virtuale, sicché la base del Q_1 è come se fosse connessa alla linea positiva dell'alimentazione; poiché il transistor è di tipo p.n.p. in queste condizioni è interdetto e così lo s.c.r. Come abbiamo detto, non appena si chiude lo S_1 la tensione ai capi del C_1 cresce con un andamento esponenziale ed il potenziale ai capi del condensatore giunge ad un livello tale da portare la base del Q_1 ad una tensione inferiore a quella fissa di riferimento stabilita da R_2 ed R_3. Quando la giunzione inizia ad essere polarizzata direttamente, il transistor conduce ed applica il pilotaggio al gate dello s.c.r. che innesca e si autoallaccia. Il ciclo di funzionamento ora è completo. Una volta che lo s.c.r. sia innescato, per spegnerlo è necessario azionare S_1, aprendolo. Aperto l'interruttore, il C_1 si scarica rapidamente tramite R_2, D_1 e la giunzione base-emettitore del Q_1, sicché il complesso è pronto per un nuovo ciclo di lavoro se si richiude S_1.

Vi sono due dettagli che meritano una ulteriore nota, nel circuito. Il primo è che il Q_1 non assorbe alcuna corrente dal sistema $R_1 - C_1$ sino a che non si giunge al valore di conduzione, cosicché la costante di tempo è determinata proprio dai valori di R_1 e del C_1, mentre le caratteristiche del transistor hanno una influenza molto modesta.

Il secondo dettaglio degno di nota è che lo s.c.r. scatta nella conduzione non appena la tensione presente al punto di unione di $R_1 - C_1$ scende al di sotto del valore di riferimento stabilito da $R_2 - R_3$, che rappresenta una parte dell'alimentazione generale. Siccome ambedue i divisori di potenziale sono alimentati dalla stessa sorgente, la temporizzazione è quasi del tutto indipendente dalle variazioni nell'alimentazione ed in tal modo, il circuito risulta

molto affidabile e preciso. La precisione, logicamente è un po' influenzata in modo negativo dalle forti variazioni di temperatura dell'ambiente; queste infatti influenzano la tensione diretta base-emettitore del Q_1 e così si ha un certo slittamento del valore preciso al quale il transistore conduce.

R_1, in questo circuito può avere un valore compreso tra 10 k e 270 k Ohm, ed il C_1 può avere qualunque valore sino ad un massimo di 1.000 μF. Il ritardo offerto dal circuito è approssimativamente eguale al prodotto di $R_1 - C_1$ ed al massimo può giungere ad alcuni minuti. Dei ritardi più lunghi possono essere ricavati se invece di utilizzare un transistor solo, se ne collegano due in Darlington, o «super-alfa» e si aumenta il valore della R_1, come si vede nella *Figura 4.3*.

R_1, in quest'altro circuito, può avere un valore di 4,7 Mega Ohm, cosicché è possibile raggiungere un ritardo importante; sino ad un'ora. Il C_1 però deve essere per quanto possibile a bassissima perdita quando s'impiegano dei valori elevati per la R_1, altrimenti si forma una specie di divisore di tensione, un ramo del quale è rappresentato dal condensatore, ed in tal modo non si raggiunge mai il valore di carica che serve per far condurre il Q_1.

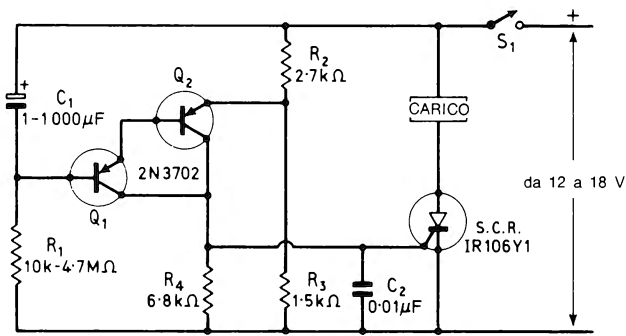



Figura 4.3 — Sistema ritardatore dell'azionamento di carichi in c.c., che può dare un ritardo sino ad un'ora.

Come abbiamo detto, i timers che appaiono nelle *Figure 4.2* e *4.3* sono ottimi, e l'unico difetto che presentano è una certa suscettibilità alla temperatura dell'ambiente. La lacuna può essere eliminata impiegando un rivelatore della tensione di carica differenziale, al posto del semplice transistor visto in precedenza. Le *Figure 4.4* e *4.5* mostrano due temporizzatori ad alta precisione ed affidabilità che impiegano la modifica detta.

Il circuito di *Figura 4.4* impiega due transistori, per il rivelatore differenziale, ed offre un ritardo precisissimo che può valere alcuni minuti. I diodi D_1 e D_2 s'impiegano per proteggere le giunzioni di base-emettitore dei transistori contro il rischio della conduzione a valanga quando sono polarizzate inversamente.

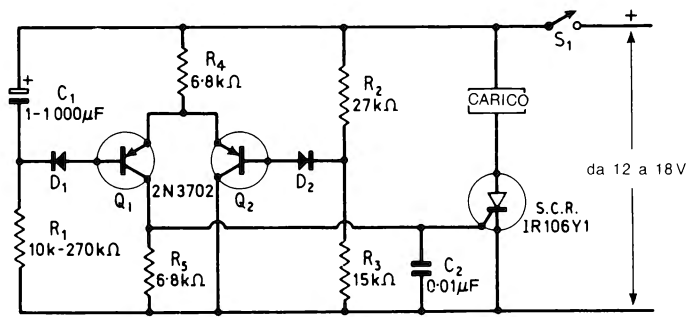



Figura 4.4 — Sistema ritardatore di precisione, funzionante con dei carichi c.c., in grado di dare un ritardo sino ad alcuni minuti. D_1 e D_2: diodi al silicio per impieghi generici.

Il circuito che si vede nella *Figura 4.5* impiega un rivelatore differenziale a quattro transistori, collegati in Darlington a due a due. Il circuito può dare dei ritardi molto precisi che possono giungere ad un'ora. In ambedue i circuiti la temporizzazione è approssimativamente eguale al prodotto di $R_1 - C_1$.

Progetti di sistemi di spegnimento automatico funzionanti in c.c.

I circuiti di spegnimento automatico, servono per alimentare un carico per tutta la durata di un tempo prefisso, e poi per disattivarlo. Per ottenere questo tipo di funzionamento si possono impiegare molte circuiterie alternative.

Lo schema che si vede nella *Figura 4.6* è un interruttore di spegnimento automatico che funziona in c.c. e che impiega due s.c.r. Nel circuito, l'alimentazione è applicata in permanenza; SCR_1 è normalmente disinnescato ed

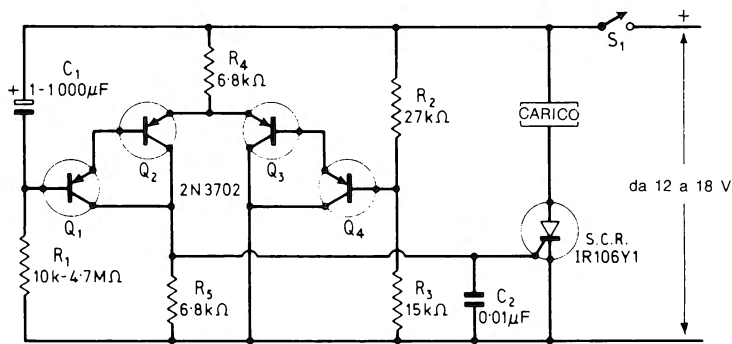



Figura 4.5 — Sistema ritardatore ad alta precisione, funzionante con dei carichi c.c., in grado di dare ritardi prolungati: sino ad un'ora.

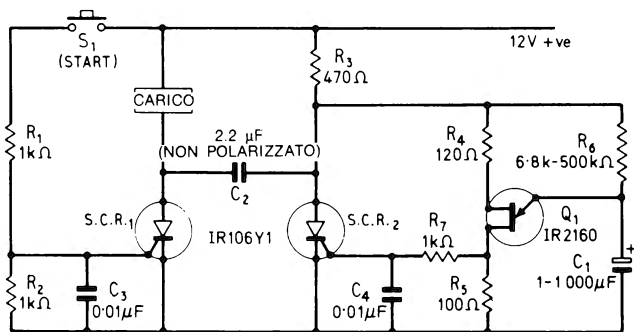



Figura 4.6 — Sistema di spegnimento automatico per carichi funzionanti in c.c., in grado di dare dei ritardi sino a 15 minuti.

SCR_2 normalmente innescato. In queste condizioni, il carico non risulta alimentato, il circuito temporizzatore u.j.t. «vede» una tensione ai suoi capi estremamente bassa ed il C_2 è carico al massimo con l'armatura connessa all'anodo dello SCR_1 positiva.

Il carico è alimentato se si preme brevemente il pulsante S_1, che porta nella conduzione lo SCR_1. Quando lo SCR_1 innesca, la sua tensione anodica cala rapidamente ad una tensione vicina a zero, ed in tal modo l'anodo dello SCR_2 diviene momentaneamente negativo a causa della carica del C_2. Non appena l'anodo assume una polarizzazione negativa, la corrente che circola nello SCR_2 è troncata, quindi si ha lo spegnimento.

Non appena lo SCR_2 disinnesca, la sua tensione anodica sale ad un valore prossimo a quello del ramo positivo dell'alimentazione, quindi il circuito u.j.t. risulta alimentato. Simultaneamente, il C_2 si carica rapidamente via R_3 e il suo terminale di connessione all'anodo dello SCR_2 diviene positivo. Poiché il circuito u.j.t. è alimentato, il C_1 inizia a caricarsi in modo esponenziale tramite R_6 e dopo il periodo previsto lo u.j.t. innesca e porta di nuovo in conduzione lo SCR_2. Non appena si ha questo funzionamento, l'anodo dello SCR_1 diviene rapidamente negativo a causa della carica del C_2, cosicché l'elemento s'interdice e toglie l'alimentazione al carico. C_2, quindi, si ricarica rapidamente nella direzione inversa tramite il carico, ed il suo terminale connesso allo SCR_1 diviene nuovamente positivo. Il ciclo di lavoro è così completato.

L'unico difetto del circuito di *Figura 4.6* è che deve essere sempre collegato all'alimentazione, e che consuma una intensità di corrente di circa 20 mA (tramite R_3). Tale difetto può essere eliminato impiegando un circuito a s.c.r. più relais, come quello che si vede nella *Figura 4.7*. In quest'altro caso, l'alimentazione è connessa al carico tramite il contatto del relais *RLA* e lo s.c.r. Il circuito u.j.t. serve per controllare la commutazione del relais. Il relais ha una resistenza, per l'avvolgimento, che è più grande di R_1.

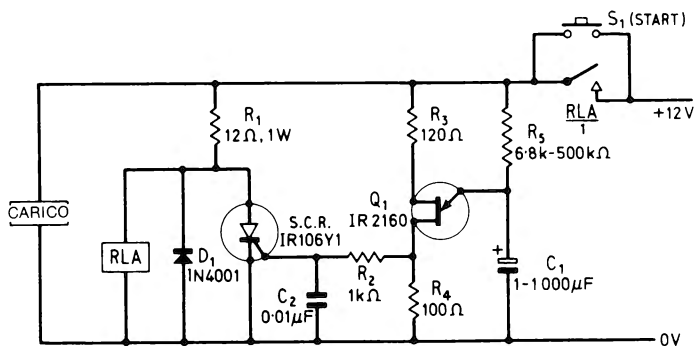



Figura 4.7 — Sistema di spegnimento automatico impiegante uno s.c.r. ed un relais, per carichi funzionanti in c.c., in grado di dare dei ritardi sino a 15 minuti. *RLA*: relais da 12 V munito di un avvolgimento dalla resistenza che ricada nella gamma che va da 120 Ω a 1.000 Ω e di un contatto N/O (normalmente aperto).

Normalmente, il relais è a riposo, sicché il relativo contatto è aperto ed il circuito non consuma nulla. Il ciclo di lavoro, inizia chiudendo il pulsante S_1; in tal modo si applica l'alimentazione al carico ed alla circuiteria. Quando si aziona S_1, lo s.c.r. è disinnescato. Siccome la resistenza della bobina del relais è più grande della R_1, quasi tutta la tensione d'alimentazione appare ai capi del relais, che si chiude. Non appena si ha questo azionamento, il contatto *RLA/1* si chiude ed il relais lavora ad autotenuta mantenendo il circuito alimentato anche se si rilascia S_1.

Con l'alimentazione connessa, il C_1 inizia a caricarsi attraverso la R_5. Dopo un periodo prefissato, il C_1 raggiunge la tensione d'innesco dell'u.j.t. che scatta e mette in funzione lo s.c.r. Quando lo s.c.r. è innescato, come sappiamo, la sua tensione anodica cade ad un valore vicino allo zero, quindi toglie l'alimentazione al relais che va a riposo. Non appena l'armatura del relais torna nella posizione primiera, il contatto *RLA/1* si apre ed in tal modo l'alimentazione è tolta sia al carico che a tutta la circuiteria. Il ciclo di funzionamento è completo.

Il relais impiegato in questo circuito può essere un qualunque modello funzionante a 12 V con una resistenza, per l'avvolgimento, che può andare da 120 Ohm a 1.000 Ohm, e che rechi uno o più gruppi di contatti normalmente aperti (in grado di sopportare la corrente di carico prevista).

È da notare che il timer u.j.t. impiegato nella *Figura 4.7* è identico a quello impiegato nella *Figura 4.1*, e che il circuito può essere impiegato per ottenere ritardi sino a circa 15 minuti. È possibile sostituire tale timer, con gli altri, a transistor bipolari, visti nelle *Figure 4:2* e *4.5*, volendo. Le *Figure* dalla *4.8* alla *4.10* mostrano come i circuiti di *Figura 4.2* e *4.4* possono esser collegati al resto dei sistemi. Nei circuiti indicati, è da notare che il relais ha due gruppi di

contatti normalmente aperti (N/O = normally open), e che i contatti *RLA/2* servono per commutare il carico. Se il carico funziona con la medesima tensione a 12 V che alimenta i circuiti di temporizzazione, i contatti *RLA/2* possono essere eliminati, ed il carico può essere collegato direttamente sul sistema ritardatore, come nel caso della *Figura 4.7*.

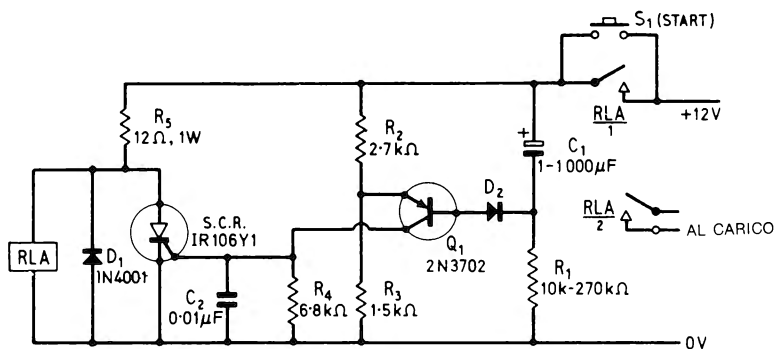



Figura 4.8 — Sistema di spegnimento automatico impiegante uno s.c.r. più un relais che può dare un ritardo sino a diversi minuti. *RLA*: relais da 12 V munito di un avvolgimento dalla resistenza che ricada nella gamma che va da 120 Ω a 1.000 Ω e di due contatti N/O (normalmente aperti). D_1: Diodo al silicio per impieghi generici.

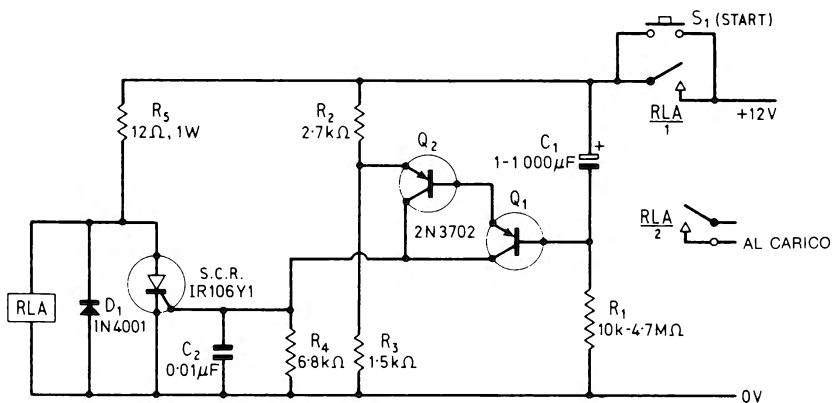



Figura 4.9 — Sistema di spegnimento automatico impiegante uno s.c.r. ed un relais, per carichi funzionanti in c.c., in grado di dare ritardi sino ad un'ora. *RLA*: relais da 12 V munito di un avvolgimento dalla resistenza compresa tra 120 Ω e 1.000 Ω e di due contatti N/O (normalmente aperti).

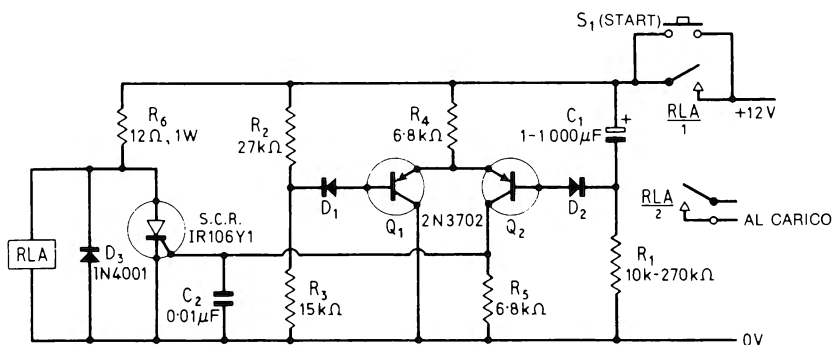



Figura 4.10 — Sistema di spegnimento automatico impiegante uno s.c.r. più un relais, in grado di lavorare ad alta precisione con dei ritardi di alcuni minuti. *RLA*: relais da 12 V munito di un avvolgimento dalla resistenza compresa tra 120 Ω e 1.000 Ω e di due contatti N/O (normalmente aperti). D_1 e D_2: diodi al silicio per impieghi generici.

Temporizzatori funzionanti a rete

Il metodo più soddisfacente per ottenere la commutazione temporizzata in quei circuiti che sono previsti per funzionare a rete, è far lavorare un triac come elemento di controllo, ed impiegare una polarizzazione in c.c. per attivare il gate durante il periodo che serve. La polarizzazione per il gate, può essere o perfettamente filtrata, o pulsante.

Se si prevede la polarizzazione in c.c., per il gate, il sistema di pilotaggio deve essere progettato in modo tale da poter erogare almeno 120 mA, ad assicurare un trigger stabile per il triac quale che sia il modo di funzionamento. Poiché la corrente detta è relativamente alta, la tensione in c.c. che serve, deve essere derivata dalla rete impiegando un trasformatore-riduttore ed un sistema rettificatore - spianatore.

Se, al contrario, si prevede di pilotare il gate tramite una tensione pulsante in c.c., ed il segnale pulsante è ricavato da un oscillatore u.j.t. o del tipo che si vede nella *Figura 2.5*, il gate necessita solamente di una intensità di 4 mA o simile. In quest'altro caso, la polarizzazione in c.c. può essere derivata dalla rete tramite una economicissima resistenza di caduta, un rettificatore, un sistema di filtro e spianamento. Si può quindi dire senza tema di smentita che la polarizzazione pulsante costituisce il metodo di controllo più conveniente, dal punto di vista finanziario.

La *Figura 4.11* mostra un circuito pratico di interruttore temporizzato che utilizza la polarizzazione pulsante per il gate. Il Q_3 è il generatore d'impulsi u.j.t., che è controllato dal circuito commutatore a tempo $Q_1 - Q_2$. L'alimentazione in c.c. per tutto il sistema di controllo, è ricavata dalla rete-luce trami-

te $R_{10} - D_1$, nonché il diodo zener ZD_1 ed il condensatore di filtro C_1. Il sistema ritardatore è grossomodo simile agli altri visti in precedenza, ed il funzionamento è il seguente.

$R_1 - C_2$ ed R_2, sono collegati all'alimentazione c.c. e formano un divisore di potenziale che applica una tensione variabile alla base del Q_1 tramite D_2, ed $R_3 - R_4$ sono collegate in parallelo all'alimentazione generale. In tal modo, tra le due si ricava una tensione di riferimento che è applicata all'emettitore del Q_1. Il collettore del Q_1 eroga direttamente la sua intensità alla base del Q_2, e la corrente di collettore del Q_2 è riportata al sistema timer formato dal Q_1 tramite R_5, ed in tal modo si ha un anello di reazione che comprende sia Q_1 che Q_2.

Non appena si alimenta il circuito, chiudendo S_1, il C_2 è completamente scarico e virtualmente appare come una sorta di cortocircuito. In queste condizioni. il Q_1 ha la propria giunzione di base-emettitore polarizzata inversamente, e di conseguenza è interdetto. In tali condizioni, nel Q_2 circola una corrente di base dal valore pressoché zero, ed anche quest'altro transistor è interdetto. Siccome il Q_2 è bloccato, non vi è una circolazione di corrente attraverso la R_7, cosicché l'oscillatore u.j.t. non è operativo ed il triac non può innescare. In queste condizioni il carico non è alimentato.

Frattanto, il C_2 inizia a caricarsi in modo esponenziale tramite R_1 ed R_2 non appena S_1 è chiuso, quindi il potenziale ai capi del C_2 aumenta. Dopo un ritardo previsto, la tensione del C_2 sale ad un livello abbastanza importante per polarizzare direttamente la giunzione base-emettitore del Q_1 che inizia a condurre. La corrente di collettore che deriva dal Q_1 polarizza direttamente la base del Q_2, è amplificata e retrocessa tramite R_5 ed R_2, provocando un aumento del valore che si sviluppa ai capi della R_2. Questa tensione crescente è portata alla base del Q_1 tramite C_2 e D_2, e provoca un nuovo aumento della corrente di collettore del Q_1. S'innesca quindi un sistema di reazione non appena il circuito base-emettitore del Q_1 riceve una polarizzazione diretta, ed il Q_2 giunge rapidamente alla saturazione. In queste condizioni, la corrente fluisce verso il circuito u.j.t. tramite la R_7, e l'u.j.t. oscilla pilotando nella conduzione il triac, cosicché il carico è pienamente alimentato.

R_1, in questo circuito può avere un qualunque valore nella gamma compresa tra 10 k e 270 k Ohm, ed C_2 può avere qualsiasi valore sino a 1.000 μF. Il ritardo generato dal circuito è all'incirca eguale alla costante di tempo di $R_1 - C_2$, ed il massimo ritardo è di alcuni minuti. Ciò normalmente, con lo schema com'è presentato, perché è possibile prolungare il ritardo sino ad un'ora se si aumenta il valore della R_1 (sino ad un massimo di 4,7 MΩ) e se s'impiega una coppia di Darlington al posto del Q_1, come si vede nel timer studiato per lunghi periodi di ritardo che appare nella *Figura 4.12.*

La *Figura 4.13* mostra come si possa modificare il circuito della *Figura 4.11* per ottenere un sistema di spegnimento automatico funzionante a rete. È da notare che il circuito ritardatore realizzato attorno a Q_1 è inverso, ed il

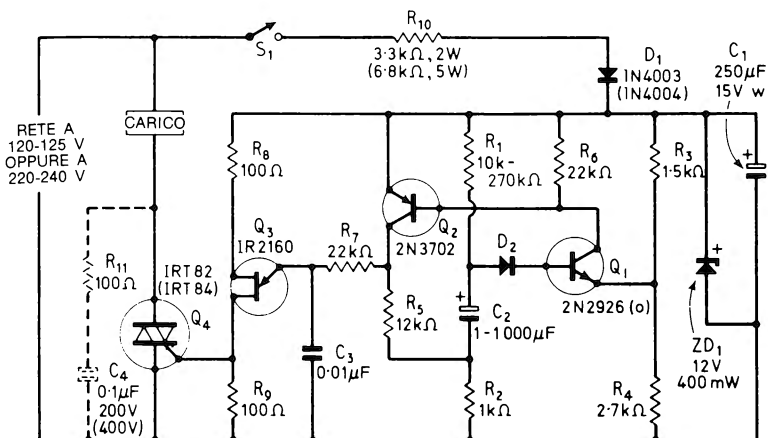



Figura 4.11 — Sistema di accensione automatica, per carichi funzionanti a rete, in grado di dare un ritardo di alcuni minuti. D_1: diodo al silicio per impieghi generici.

transistor commutatore Q_2 è rielaborato in modo tale da shuntare l'oscillatore u.j.t. Il circuito funziona come ora diremo nei dettagli.

Quando si applica l'alimentazione al circuito, chiudendo S_2, il C_2 è completamente scarico, quindi appare come una specie di cortocircuito virtuale. In queste condizioni, il Q_1 è interdetto perché la giunzione base-emettitore ha la polarizzazione inversa. Conseguentemente, nessuna corrente circola nella base del Q_2, che è interdetto a sua volta. Siccome il Q_2 è interdetto, vi è una corrente che circola nel condensatore di temporizzazione dell'u.j.t. tramite R_7

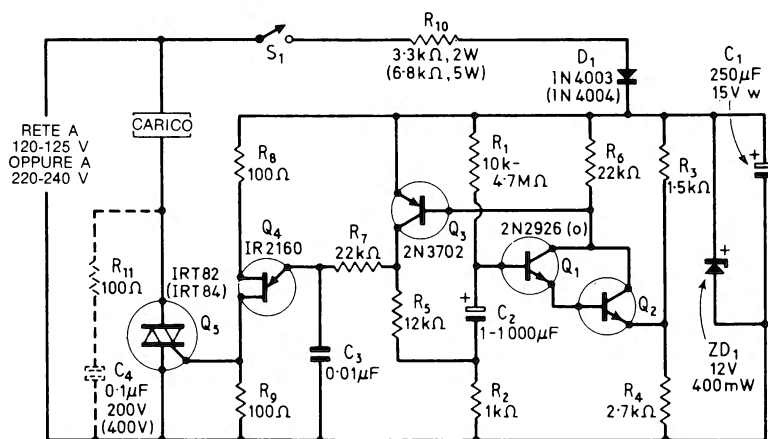



Figura 4.12 — Sistema di accensione automatica, per carichi funzionanti a rete, in grado di dare dei ritardi molto prolungati, sino ad un'ora.

— R_5 ed R_2, cosicché l'u.j.t. oscilla ed il triac innesca. In tal modo, il carico riceve la piena alimentazione.

Frattanto il C_2 si carica in modo esponenziale tramite R_1 ed R_2 non appena S_1 è chiuso, e dopo un tempo prefissato, il valore ai capi del C_2 diviene abbastanza importante per polarizzare direttamente la giunzione base-emettitore del Q_1, ed il Q_1 medesimo inizia a condurre. La risultante intensità, dal collettore del Q_1 circola nella base del Q_2, è amplificata e portata ad R_2 tramite R_5, provocando una caduta di tensione sulla R_2. Questa tensione giunge alla base del Q_1 tramite C_2 e provoca l'incremento ulteriore della corrente di collettore del Q_1. Si ha di conseguenza un lavoro a reazione che porta rapidamente in saturazione il Q_2. In queste condizioni, tramite la R_7, nessuna corrente perviene al circuito oscillatore u.j.t. e l'u.j.t. smette di funzionare. Di conseguenza il triac è interdetto ed il carico non riceve più alcuna alimentazione.

La R_1 nello schema di *Figura 4.13* può avere un valore qualsiasi compreso tra 10 k e 270 KΩ, ed il circuito può dare un ritardo massimo che giunge a diversi minuti. Dei ritardi maggiori, sino alla durata di un'ora, possono essere ricavati collegando l'ormai solito Darlington al posto del Q_1, come si vede nello schema dell'interruttore a spegnimento automatico che appare nella *Figura 4.14*. In questo schema, si vede anche come si possa modificare il circuito per l'azionamento a pulsante. La funzione è ottenuta cablando un relais alimentato a rete, *RLA*, sul carico, e shuntando il contatto normalmente aperto (N/O) del relais con il pulsante S_1, poi collegando la combinazione in serie alla R_{10}. È da notare il circuito di «spianamento» R_{11} — C_4 che deve essere collegato permanentemente ai terminali del triac per evitare che quest'ultimo

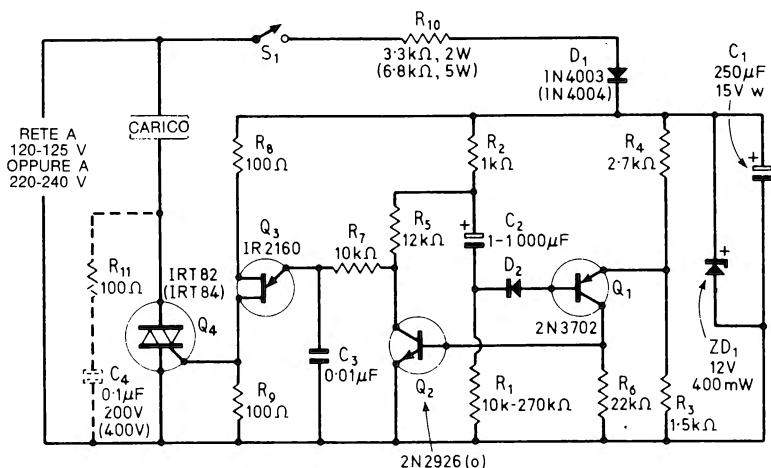



Figura 4.13 — Sistema di spegnimento automatico, per carichi funzionanti a rete, in grado di dare un ritardo di alcuni minuti. D_2: diodo al silicio per impieghi generici.

Figura 4.14 — Sistema di spegnimento automatico attivato a pulsante, per carichi funzionanti a rete, in grado di dare ritardi che possono giungere sino ad un'ora. *RLA*: relais funzionante a rete e munito di uno o più contatti N/O (normalmente aperti).

possa essere soggetto ad azionamenti casuali provocati da dei transistori di linea.

Nella *Figura 4.15*, infine, si vede il circuito di un altro sistema di spegnimento automatico attivato a pulsante. Questo circuito ha la particolarità d'impiegare la polarizzazione in c.c. per il gate del triac e di utilizzare un relais a bassa tensione per controllare il funzionamento del gate. Per rispondere alla necessità di una corrente piuttosto elevata a bassa tensione «di servizio», in c.c., si deriva dalla rete il valore 12,6 V c.c., tramite un trasformatore munito di un rapporto in discesa: T_1. Il circuito, nei dettagli, funziona come ora diremo.

Normalmente, il relais *RLA* è a riposo, quindi il contatto *RLA/1* è aperto, sicché il circuito a bassa tensione è inattivo. Di conseguenza il triac è interdetto, ed il carico non riceve alcuna alimentazione. Il funzionamento del circuito inizia premendo brevemente S_1, quindi dando tensione al circuito c.c. Non appena lo S_1 si chiude, lo s.c.r. è interdetto. La resistenza dell'avvolgimento del relais *RLA* è grande, rispetto alla R_5, ed in tal modo su *RLA* compare una tensione importante; in tal modo, si ha lo scatto immediato del relais in chiusura. Allorché *RLA* è in funzione il contatto *RLA/1* si chiude e spunta S_1, provocando l'autoallacciamento del dispositivo. Simultaneamente, al gate del triac giunge la polarizzazione in c.c. tramite R_6, cosicché si ha l'innesco ed il carico è pienamente alimentato.

Figura 4.15 — Sistema di spegnimento automatico attivato a pulsante, per carichi funzionanti a rete, in grado di dare ritardi che possono giungere a 15 minuti.

Chiudendo S_1, il C_2 inizia a caricarsi tramite R_1. Dopo un ritardo prescelto, il C_2 raggiunge la tensione d'innesco dell'u.j.t. che serve per portare nella conduzione lo s.c.r. Non appena lo s.c.r. è in azione, la sua tensione anodica crolla a zero, o ad un valore analogo, togliendo l'alimentazione al relais che si apre andando a riposo. Non appena il relais apre il contatto *RLA/1* la tensione c.c. è tolta dal circuito, quindi il triac disinnesca, spegnendo il carico. A questo punto, l'intero ciclo di lavoro è compiuto.

Il relais da impiegare in questo circuito può essere un modello qualunque previsto per il funzionamento a 12 V, dall'avvolgimento che abbia una resistenza situata nella gamma che va da 120 Ohm a 1.000 Ohm, e che sia munito di uno o più gruppi di contatti normalmente aperti. La R_5, grossomodo, deve avere un valore che sia circa la metà della resistenza della bobina, in modo tale, che all'incirca 12 V siano sviluppati sul relais con lo s.c.r. spento; per esempio, se il relais ha una bobina da 470 Ohm, R_5 deve essere del valore di 220 oppure 270 Ohm.

È da notare che il settore timer del circuito di *Figura 4.15* è identico a quello di *Figura 4.7*, e che si possono ottenere dei ritardi dell'ordine di 15 minuti anche in questo caso. È possibile impiegare i timers transistorizzati già visti nelle *Figure 4.8* e *4.10*, al posto del sistema u.j.t. Impiegando i detti, il massimo ritardo può giungere ad un'ora se si utilizzano dei condensatori dalla bassissima perdita, quali temporizzatori. Elettrolitici dalla perdita estremamente ridotta, ma dalla grande capacità, sono ad esempio quelli previsti per l'impiego nei calcolatori.

CAPITOLO 5

25 SISTEMI DI CONTROLLO DELL'ACCENSIONE DI LAMPADE

Gli s.c.r. ed i triacs si prestano particolarmente per equipaggiare i sistemi di controllo dell'accensione di lampade a filamento, sia alimentati in c.c. che in c.a. In questo capitolo descriveremo ben venticinque progetti del genere, includendo i sistemi di accensione e di spegnimento temporizzati, i lampeggiatori, i riduttori di luce ed un assortimento abbastanza variato di regolatori della luminosità, oltre a circuiti speciali.

Sistema di controllo di accensione di lampade attivato dalla luce

La *Figura 5.1* mostra il circuito di un semplice circuito attivato dalla luce che accende automaticamente una lampada funzionante a rete quando viene la sera, o comunque si fa buio. Al tempo stesso, il dispositivo spegne la lampada quando l'illuminazione elettrica non serve più, cioè quando subentra la luce naturale. Anche questo è un circuito abbastanza semplice. La lampada (o le lampade connesse in parallelo) sono controllate dal triac, che ha la propria corrente del gate di tipo pulsante, applicata da un oscillatore u.j.t. L'alimentazione per l'u.j.t. è derivata direttamente dalla rete tramite $R_5 - D_1 - ZD_1$ e C_1; tale alimentatore fornisce anche la tensione ad un divisore di potenziale formato da R_1 e dalla LDR. Il divisore di potenziale, produce la tensione di pilotaggio che serve per l'emettitore dell'u.j.t. tramite R_2, nonché D_2. Il trimmer potenziometrico R_1 va regolato in modo tale, che la tensione al punto comune di $R_1 - LDR$, sia appena al di sopra della tensione di picco dell'u.j.t. o della tensione d'innesco (tipicamente, questa ha un valore di 0,7 volte rispetto all'alimentazione generale), che serve per ottenere il funzionamento al livello di luce prescelto.

In tal modo, la LDR in condizioni di forte luminosità, presenterà un valore di resistenza limitato, sicché la tensione tra R_1 e la fotoresistenza, non sarà tale da poter caricare il condensatore C_2 al punto d'innesco dell'u.j.t. Di conseguenza, l'u.j.t. rimarrà bloccato ed il triac e la lampada (o le lampade) spenti. Al contrario, non appena sopravviene il buio, la resistenza della LDR sa-

lirà notevolmente, ed allora, nel punto di riunione tra la fotoresistenza e la R_1 la tensione diverrà abbastanza elevata da superare il valore critico d'innesco dell'u.j.t. tramite la carica del C_1. In tal caso, l'u.j.t. oscillerà normalmente, come è stato spiegato in precedenza, portando nella conduzione il triac e producendo l'accensione della lampada, o delle lampade impiegate come carico.

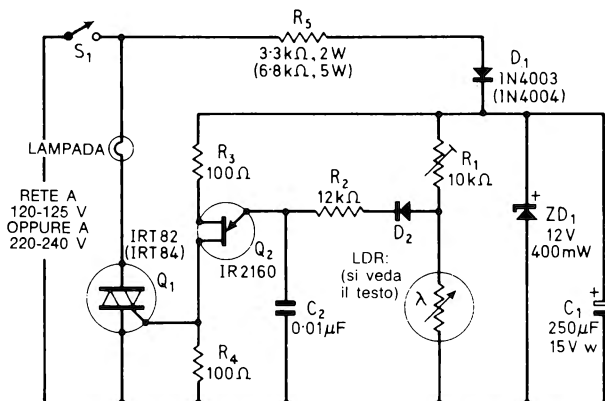



Figura 5.1 — Semplice sistema di accensione automatica per una lampadina alimentata a rete, comandato dall'illuminazione naturale. Il dispositivo è studiato per controllare luci esterne. D_1: diodo al silicio per impieghi generici.

Un piccolo svantaggio dato dal circuito di *Figura 5.1* è che si ha una certa fluttuazione della luce della lampada (quasi una sorta di lampeggio), nel momento in cui la luce dell'ambiente è molto vicina al livello prescelto per l'accensione. Tale instabilità può essere sgradita se il sistema serve per accendere luci interne, e per questa ragione, si raccomanda d'impiegare il dispositivo solo per il controllo di luci poste al di fuori dell'abitazione o dell'esercizio.

Nella *Figura 5.2* si osserva un sistema di attivazione per una o più lampade che ben si adatta all'impiego negli interni, e che accende e spegne la lampada senza tanti lampeggi o incertezze. Il circuito impiega la polarizzazione in c.c. impulsiva per il gate del triac che controlla il sistema d'illuminazione, ma in questo caso, l'oscillatore u.j.t. che serve alla bisogna, è controllato da un preciso interruttore a luce formato da Q_3 — Q_4 e dal sistema *LDR*.

R_1, la *LDR* ed R_2, sono collegati in forma di divisore di potenziale che applica alla base del Q_4 una tensione variabile, mentre R_3 ed R_4 sono collegate a formare un secondo divisore di potenziale che applica una tensione fissa di riferimento all'emettitore del Q_4. Il trimmer R_1 sarà regolato in modo tale da far sì che la tensione della base del Q_4 rimanga ad un livello un po' superiore rispetto a quello di emettitore al valore di commutazione nell'accensione.

Quindi, nelle condizioni di buona illuminazione, la *LDR* presenta una resi-

stenza bassa, e la tensione della base del Q_4 è più piccola di quella di emettitore; in tal modo il Q_4 è interdetto. Siccome il Q_4 appunto è interdetto, non vi è alcuna corrente che passa alla base del Q_3, che rimane interdetto a sua volta. Ora siccome il Q_3 non conduce, nessuna corrente trascorre lungo la R_7, e l'oscillatore u.j.t. risulta inoperativo. Come conseguenza, anche il triac ed il suo carico, sono a riposo.

Non appena la luce ambientale decade, la resistenza della *LDR* cresce, quindi la tensione presente alla base del Q_4 sale. Con l'ulteriore discesa della luce, la tensione della base del Q_4 diviene abbastanza elevata per farlo condurre. Come si vede, il Q_4 è direttamente collegato al Q_3, di conseguenza la corrente è amplificata e torna al Q_4 tramite la R_5 e la *LDR*. Logicamente, in tal modo il Q_4 conduce sempre più e si ha un anello di reazione positiva che satura molto rapidamente il Q_3. In tali condizioni, nella R_7 circola una certa intensità, l'u.j.t. oscilla, il triac innesca ed accende la lampada o le lampade che costituiscono il carico. In sostanza, l'accensione avviene ad un certo livello, quindi bruscamente, e non vi può essere alcuna incertezza o lampeggio. La lampada, in seguito, torna a spegnersi non appena l'illuminazione della *LDR* sale al di sopra di un livello prestabilito, sicché il funzionamento è completamente automatico e ripetitivo.

Le *LDR* impiegate nei circuiti delle *Figure 5.1* e *5.2* possono essere qualunque modello al solfuro di cadmio che abbia una resistenza compresa tra 1.000 e 10.000 Ohm al livello previsto per l'accensione delle luci. È necessario montare tali fotoresistenze ad un'altezza dal suolo di due metri o due metri e mezzo, ad evitare che possano essere oscurate dall'ombra di una perso-

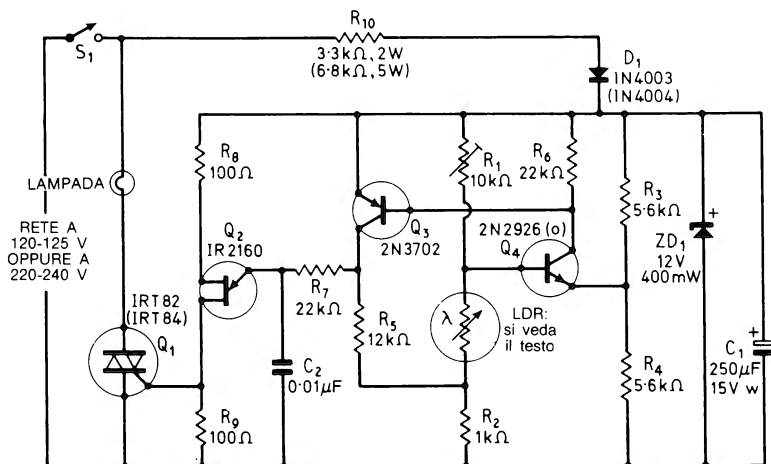



Figura 5.2 — Sistema di accensione automatica per una lampadina alimentata a rete, comandato dall'illuminazione naturale, rivisto e migliorato. Quest'altro circuito può servire anche per luci interne.

na che passa, o di un oggetto. Inoltre, è necessario posizionarle in modo tale che ricevano la luce media della stanza o del vano dove sono poste.

È inoltre necessario, durante la regolazione di R_1 e di tutto l'impianto, far sì che la *LDR* capti l'illuminazione naturale, e non quella artificiale, stabilito il livello di azionamento previsto. Se non si cura questo particolare, si crea un sistema di reazione luminosa tra la lampada e la *LDR* ed il tutto lampeggia.

Progetti di sistemi di accensione ritardati per lampade

Tutti i temporizzatori che fanno parte del Capitolo 4, possono essere impiegati per controllare il funzionamento di lampade incandescenti; quale sia il migliore o il più opportuno pr una certa applicazione; lo deve stabilire chi legge. Nella *Figura 5.3* e di seguito alla *Figura 5.6*, si vede una piccola serie di progetti preferiti dall'autore del manuale, nel campo dei sistemi di accensione e spegnimento delle luci.

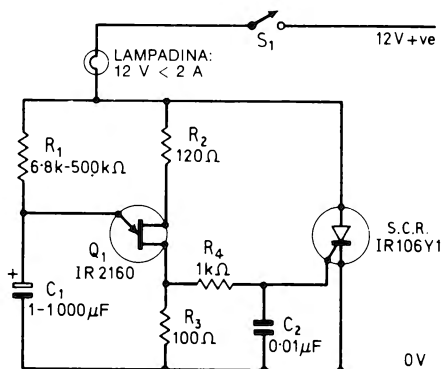



Figura 5.3 — Semplice sistema di accensione automatica per una lampadina in c.c., in grado di dare un ritardo sino a 15 minuti.

La *Figura 5.3* mostra un sistema di accensione ritardata per lampade che funzionano in c.c., e che è in grado di dare una temporizzazione dalla durata massima di 15 minuti. La lampada utilizzata può essere un qualunque modello funzionante a 12 V che abbia un assorbimento che al massimo può giungere sino a 2 A. Il circuito è uno sviluppo di quello già visto nella *Figura 4.1*, descritto nel Capitolo 4.

La *Figura 5.4* mostra un sistema attivatore a pulsante, che dà luogo ad un ciclo di funzionamento, per la lampada, che può giungere sino a 15 minuti. La lampada, in questo circuito, è controllata dal contatto del relais RLA_1, e di conseguenza, deve funzionare a 12 V con una corrente che possa essere

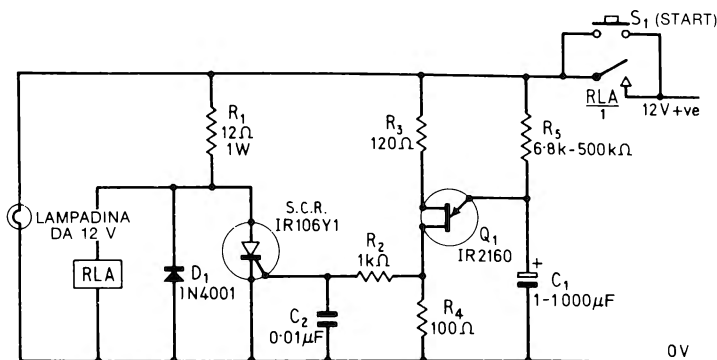



Figura 5.4 – Sistema automatico di spegnimento per una lampada alimentata in c.c., che può dare ritardi sino a 15 minuti. *RLA*: relais da 12 V, munito di un avvolgimento dalla resistenza compresa nella gamma che intercorre tra 120 Ω e 1.000 Ω e di uno o più contatti N/O (normalmente aperti).

sopportata dalle superfici di contatto. Il relais deve essere un modello funzionante a 12 V, con una resistenza per la bobina compresa tra 120 Ohm e 1.000 Ohm dotato di uno o più gruppi di contatti normalmente aperti (il simbolo relativo è «N/O» e viene dall'inglese «normally open»). Il circuito di *Figura 5.4* è identico a quello di *Figura 4.7.*

Nella *Figura 5.5* si vede un attivatore ritardato per lampade che funzionano in alternata e che può dare un ritardo di diversi minuti. Impiegando il triac

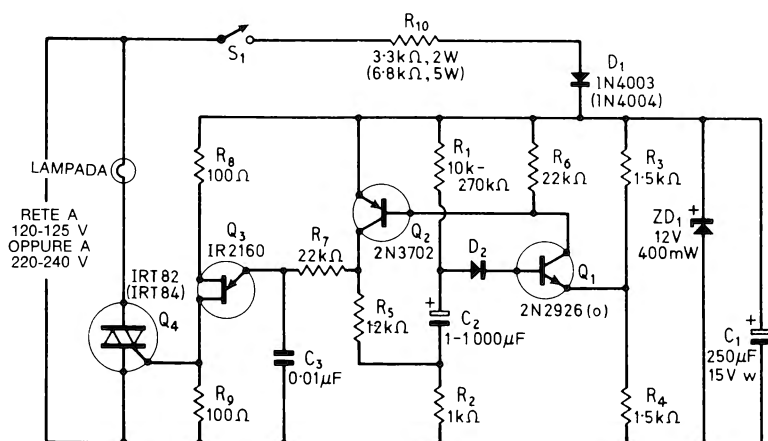



Figura 5.5 – Sistema di accensione automatica per una lampada alimentata a rete, che può dare un ritardo sino a diversi minuti. D_2: diodo al silicio per impieghi generici.

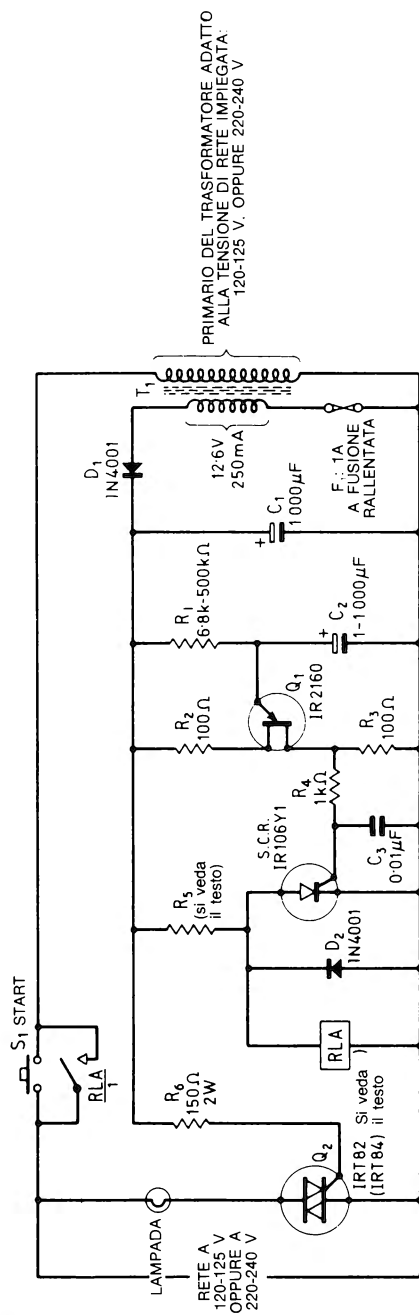



Figura 5.6 — Sistema di spegnimento automatico controllato a pulsante, per una lampada alimentata a rete, in grado di dare un ritardo sino a 15 minuti.

specificato, il circuito può servire per il controllo di lampade ad incandescenza sino ad un carico di 960 W con la rete a 125 V, o sino a 2400 W con la rete a 220-240 V. Lo schema del complesso è sostanzialmente identico a quello già visto nella *Figura 4.11* e descritto nel Capitolo 4.

Nella *Figura 5.6*, infine, si vede il circuito di un interruttore ritardato a rete che offre una temporizzazione massima di 15 minuti. Il circuito è identico a quello di *Figura 4.5*, ed è in grado di controllare carichi costituiti da lampade che assorbano sino a 960 W con la rete a 125 V e sino a 2400 W con la rete a 220-240 V.

Progetti di lampeggiatori funzionanti in c.c.

I lampeggiatori per sistemi ad incandescenza, possono essere facilmente progettati, sia con l'utilizzo di transistori che con gli s.c.r. I progetti che fanno uso dei transistori, francamente dicendo, sono da preferire se si vuole ottenere la massima economia nei confronti dell'efficienza. Per altro, i dispositivi basati sugli S.C.R. dal punto di vista tecnico sono assai più interessanti e per tale ragione, qui di seguito ne sono riportati tre.

Nella *Figura 5.7* si osserva il circuito di un semplice lampeggiatore funzionante in c.c., a bassa tensione. Il Q_1 è un u.j.t. che serve come oscillatore autoeccitato a bassa frequenza; lo SCR_2 ha una resistenza di carico, sull'anodo (R_4), dal valore importante, quindi non può autoallacciarsi nella conduzione. Il circuito funziona come ora diremo.

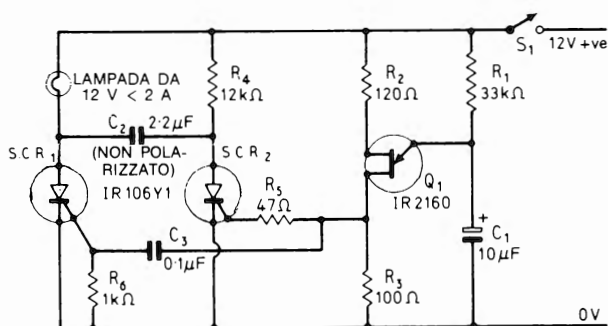



Figura 5.7 — Semplice lampeggiatore funzionante in c.c., ed in grado di produrre un lampo al secondo.

Si assuma che, quando si alimenta il circuito chiudendo S_1, ambedue gli s.c.r. siano disinnescati, spenti, e che il C_1 sia scarico. Dopo un certo periodo predeterminato, il C_1 si carica tramite la R_1 ad un livello utile per far scattare nella conduzione l'u.j.t. che inizia ad oscillare e genera un picco positivo dall'ampiezza importante sulla R_3. Tale impulso giunge al gate dello SCR_1 tra-

mite il C_3 e fa innescare lo s.c.r. che si autoallaccia nella conduzione. Lo stesso impulso è anche inviato allo SCR_2, ma la conduzione di quest'altro è molto breve a causa del valore elevato della R_4. Al termine del primo impulso, quindi, SCR_1 e la lampada sono accesi, SCR_2 è spento ed il C_2 è caricato con una polarità tale che l'armatura che fa capo alla R_4 è positiva.

Dopo un altro periodo di carica del C_1, l'u.j.t. genera un successivo impulso, che ovviamente giunge a sua volta ad ambedue i gates degli s.c.r. L'impulso non ha effetto sullo SCR_1, che è tutt'ora innescato. L'impulso che giunge allo SCR_2, invece, lo porta brevemente nella conduzione; in tal modo, il terminale positivo del C_2 giunge ad un valore vicino a quello di massa, cosicché il C_2 applica una polarizzazione inversa all'anodo dello SCR_1. In tal modo, lo SCR_1 disinnesca e la lampada si spegne. Lo SCR_2, però, torna ad interdirsi al termine dell'impulso, visto che la sua corrente anodica non è sufficiente per l'autotenuta. Così, al termine del secondo impulso ambedue gli SCR sono spenti ed il ciclo inizia daccapo con il giungere del terzo impulso che accende lo SCR_1.

Il circuito, così, funziona come lampeggiatore, e la lampada è accesa e spenta con una sequenza nella quale si hanno periodi perfettamente eguali dipendenti dalla temporizzazione ricavata dall'u.j.t. La frequenza di lampeggio è grossomodo eguale alla metà del prodotto $R_1 - C_1$, e con i valori per le parti elencati nello schema, si ottiene all'incirca un lampo al secondo. Volendo, la frequenza può essere aumentata riducendo il valore della $R\Omega$ sino ad un minimo di 6,8 K_9, o può essere diminuita elevando il valore della medesima resistenza, che può arrivare sino a 470 KΩ.

La *Figura 5.8* mostra come si possa elaborare il circuito di *Figura 5.7* per ottenere che entri in azione automaticamente al tramonto e si blocchi all'alba. Per meglio capire il funzionamento del circuito, in base alla descrizione precedente, si assuma che $Q_2 - R_9$ ed R_8 non siano presenti in circuito. In tal modo, si vede che il tutto è molto simile al lampeggiatore di *Figura 5.7*; l'unica variazione degna di nota, è che la resistenza principale di temporizzazione dell'u.j.t., R_1, giunge, tramite il D_1, dal punto comune di R_7 ed LDR che sono collegate in forma di divisore di potenziale. Nell'impiego, R_7 che effettivamente è un trimmer potenziometrico, sarà regolato in modo tale che la tensione al punto comune con la LDR, sia appena superiore alla tensione di picco dell'u.j.t. quando giunge il tramonto.

In tal modo, quando l'intensità della luce è superiore al livello prefisso, la LDR presenta una resistenza bassa e la tensione al punto comune della medesima e di R_7 rimane più bassa di quella che servirebbe per produrre la conduzione nell'u.j.t. In queste condizioni il C_1 non si può caricare quindi lo stadio oscillatore rimane bloccato e gli s.c.r. non sono operativi.

Quando, al contrario, l'intensità della luce è al di sotto del livello prefissato, la resistenza della LDR è elevata, cosicché, la tensione al punto comune $R_7 - LDR$ oltrepassa il punto d'innesco dell'u.j.t. In queste condizioni il C_1

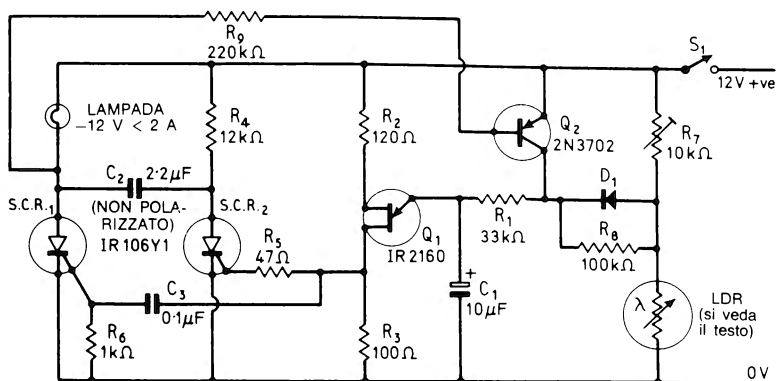



Figura 5.8 — Lampeggiatore funzionante in c.c. ed attivato dalla luce naturale: si accende al tramonto e si spegne all'alba. D_1: diodo al silicio per impieghi generici.

può caricarsi ed innescare l'oscillatore tramite R_1 ed R_7; non appena si ha l'emissione degli impulsi, il circuito inizia a comportarsi come lampeggiatore nella maniera già vista.

Vi è però un difetto; lo SCR_1 resta nella conduzione nel momento in cui l'u.j.t. smette di funzionare all'alba, cosicché, in mancanza di una correzione adatta, la lampada rimarrebbe accesa per tutto il giorno. Per eliminare la seria lacuna, nel circuito di *Figura 5.8* s'impiega lo stadio del Q_2, con la R_9 e la R_8. Il Q_2 è collegato tra R_1 e la linea positiva dell'alimentazione, e la sua base giunge all'anodo della SCR_1 tramite R_9.

Di conseguenza, se lo SCR_1 è innescato quando la tensione al punto comune di R_7 ed *LDR* scende al di sotto del livello previsto per lo spegnimento, il Q_2 è portato nella conduzione tramite la R_9 e la tensione anodica dello SCR_1, quindi il C_1 si carica al punto d'innesco dello u.j.t. tramite R_1, quindi l'u.j.t. genera ancora un impulso che spegne lo SCR_1 e la lampada. Una volta che lo SCR_1 sia spento, la tensione della base del Q_2 è eliminata tramite la R_9 e l'oscillatore u.j.t. rimane bloccato sino a che l'intensità della luce che influenza la *LDR* rimane al medesimo livello. La R_9 serve per far scorrere a massa ogni corrente di perdita che provenga dallo stadio Q_2, e che potrebbe caricare il C_1.

Così, come abbiamo visto, l'intero circuito di *Figura 5.8* è in grado di mettersi a lampeggiare automaticamente al tramonto e d'interdirsi all'alba. La *LDR* da impiegare in questo circuito, può essere un qualunque modello al solfuro di cadmio che presenti una resistenza interna compresa tra 1.000 e 10.000 Ohm al livello luminoso stabilito per il «tramonto», cioè per l'accensione automatica.

Per finire con questo argomento, nella *Figura 5.9* si vede un altro circuito di lampeggiatore, che però utilizza due lampade. Il modo di lavoro previsto è

alternativo, come dire che se la lampada 1 è accesa la lampada 2 è spenta, e viceversa.

Vediamo il funzionamento nei dettagli. Non appena il circuito è alimentato chiudendo S_1, tutti i condensatori sono scarichi. C_5 quindi rappresenta una sorta di cortocircuito virtuale, nel primo instante, ed al gate dello SCR_1 giunge un breve impulso tramite C_5 ed R_9 che produce l'innesco e l'illuminazione della lampada 1. Il C_5 si carica rapidamente, quando S_1 è chiuso, quindi appare come una sorta di circuito aperto, ed R_8 previene che al gate dello SCR_1 tramite la linea positiva dell'alimentazione. Di conseguenza SCR_1 e la lampada rimangono accesi, dopo la chiusura di S_1, e C_4 si carica in modo tale che il suo terminale connesso alla lampada 2 risulta positivo. Simultaneamente, il C_1 inizia a caricarsi tramite R_1 ed il circuito oscillatore inizia il suo lavoro.

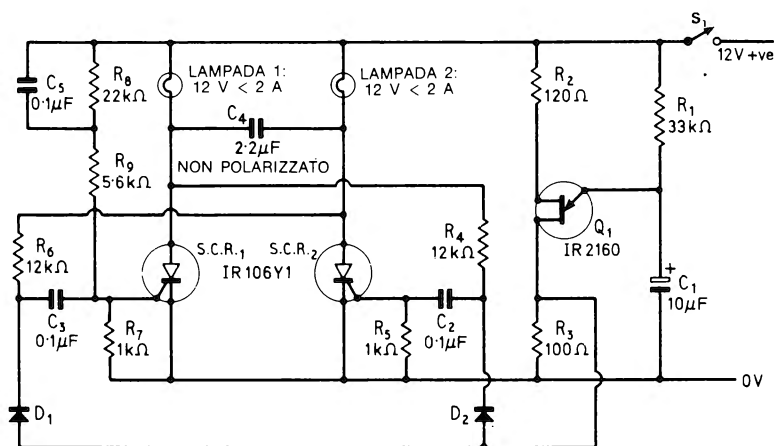



Figura 5.9 — Lampeggiatore alternativo a due lampade. D_1 e D_2: diodi al silicio per impieghi generici.

Non appena il C_1 raggiunge il livello d'innesco del Q_1, l'u.j.t. innesca e genera un picco dall'andamento positivo e dall'ampiezza notevole sulla R_3. Al tempo stesso il D_1 è polarizzato all'inverso tramite R_6 e la lampada 1, mentre il D_2 è polarizzato direttamente; in tal modo, l'impulso giunge solamente al gate dello SCR_2, ed il medesimo, innescando, accende la lampada 2. Non appena lo SCR_2 entra nella conduzione, porta il terminale positivo del C_4 a massa; in tal modo, il condensatore applica una polarizzazione inversa all'anodo dello SCR_1 provocandone il disinnesco; di conseguenza la lampada 1 si spegne. Non appena lo SCR_2 innesca, toglie la polarizzazione inversa al D_1, e quando lo SCR_1 entra nell'interdizione, applica la polarizzazione inversa al D_2. Di conseguenza, quando l'u.j.t. completa il ciclo successivo, e genera un

impulso di trigger che è applicato al gate dello SCR_1 solamente, lo SCR_1 e la lampada 1 tornano in azione provocando il nuovo periodo di disinnesco dello SCR_2.

In pratica il circuito funziona come un vero e proprio bistabile, e le due lampade si accendono e si spengono alternativamente, con una successione determinata da R_1 e C_1. Con i componenti indicati nello schema, grossomodo si ha un lampo per secondo, come nel caso di *Figura 5.7.*

Progetti di lampeggiatori funzionanti a rete

I lampeggiatori che funzionano in alternata, in genere possono essere impiegati per i sistemi di allarme visivo o per «catturare l'attenzione», ed anzi hanno un vasto campo di applicazioni nella pubblicità commerciale. I triac possono essere utilizzati per costituire dei lampeggiatori molto efficienti. Possono essere impiegati per funzionare in modo tanto sincrono quanto asincrono, e si realizzano anche con grande facilità dei sistemi dall'accensione e dallo spegnimento automatico (per esempio tramite la luce).

La *Figura 5.10* mostra un lampeggiatore a rete praticamente realizzabile con successo che accende la lampada e la spegne con intervalli eguali, al ritmo di un azionamento al secondo. Il funzionamento è assai semplice. Il triac riceve il trigger in c.c., ma ad impulsi, dall'oscillatore u.j.t. Q_2. L'u.j.t., a sua volta, è commutato *on* ed *off* in modo ripetitivo dal sistema che si basa su $Q_3 - Q_4 - Q_5$. Il circuito formato da Q_2 e Q_5 è alimentato da un sistema di alimentazione in c.c. che deriva direttamente dalla rete ed è formato da $R_9 - D_1 - ZD_1$ nonché C_1.

Q_4 e Q_5 costituiscono un multivibratore astabile, nel quale D_2 e D_3 servono per proteggere i transistori contro le polarizzazioni inverse, evitando il pericoloso fenomeno della conduzione a valanga nella giunzione base-emettitore. Il multivibratore ha un filtro di rete supplettivo che si basa su R_5 e C_2; in tal modo ci si accerta che il ciclo di temporizzazione ottenuto non possa essere disturbato dal ronzìo presente sull'alimentazione. Il funzionamento dell'astabile prevede che il Q_4, si saturi e s'interdica alternativamente, con un andamento che è stabilito da $R_3 - C_3$ e da $R_4 - C_4$ e dalle relative costanti di tempo. In pratica, si ha una forma d'onda quadra che compare sulla R_2. Tale onda quadra provvede al pilotaggio dello stadio u.j.t. tramite la R_6 che in effetti è la resistenza temporizzatrice dell'oscillatore tramite lo stadio «emitter follower» Q_3. Il Q_3 così come la R_6, è effettivamente commutato dal valore positivo a quello negativo dell'alimentazione c.c.

In tal modo, quando il Q_4 è saturato, alla R_6 è applicato un pilotaggio che vale all'incirca zero, cosicché l'oscillatore u.j.t. è bloccato e sia il triac che la lampada sono spenti. Nel momento in cui il Q_4 è invece interdetto, l'emettitore del Q_3 è effettivamente commutato al ramo positivo della tensione c.c. Du-

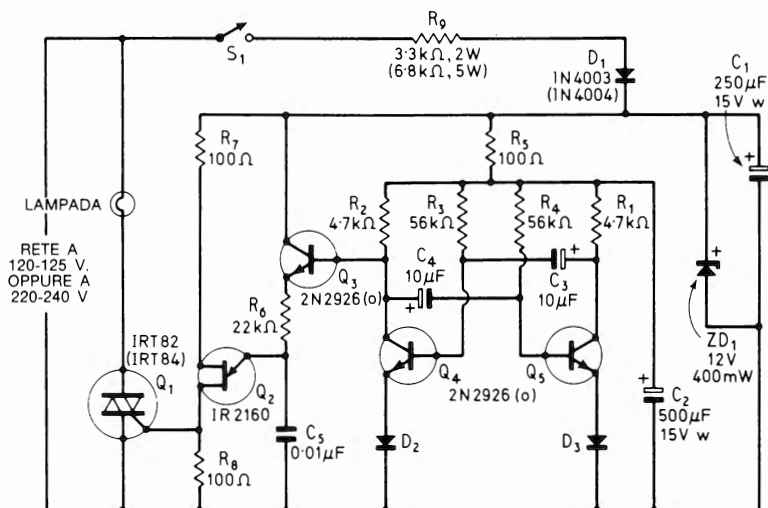



Figura 5.10 — Lampeggiatore funzionante a rete, che produce un lampo al secondo. D_2 e D_3: diodi al silicio per impieghi generici.

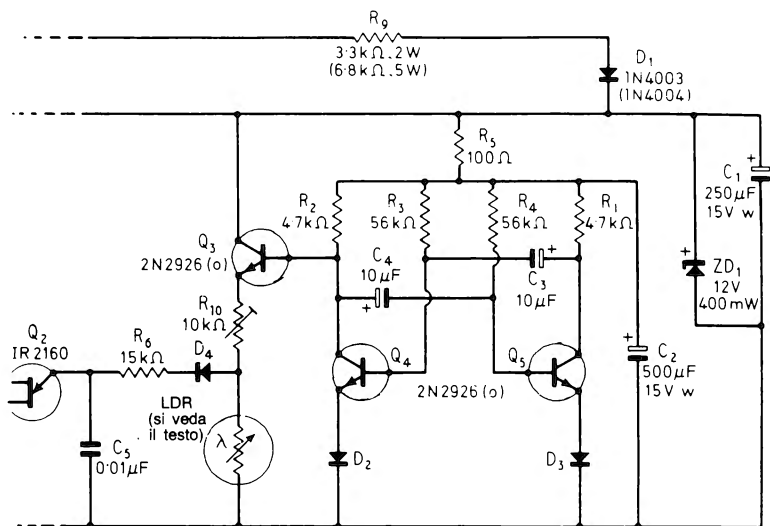
rante quest'altra fase di lavoro, sulla R_6 vi è una intensità in c.c., ed allora l'u.j.t. oscilla e pilota il triac: di conseguenza, la lampada si accende, si spegne, si riaccende; il circuito inizia a lavorare come lampeggiatore a rete.

La *Figura 5.11* mostra come il circuito or ora commentato possa funzionare da allarme visivo controllato dalla successione di luce giorno-notte, tramite alcune modifiche. Il nuovo schema è piuttosto simile a quello visto, salvo per il divisore di potenziale dipendente dalla luce che utilizza il trimmer. R_{10} e la *LDR* collegati in serie con l'emettitore del Q_3, ed anche per la R_6 che in questo caso giunge al punto di unione tra R_{10} e la *LDR* tramite D_4. Un'onda quadra dalla bassa frequenza, giunge quindi alla R_6 tramite D_4, ed ha un'ampiezza che dipende dalla luce dell'ambiente. In fase di regolazione, il trimmer potenziometrico R_{10} va regolato in modo tale da ottenere un'ampiezza di picco, per l'onda quadra, che sia in leggero eccesso nei confronti della tensione di picco dell'u.j.t., nel momento del «tramonto» che si vuole stabilire in relazione alle condizioni della luce naturale. Ciò per dire che il tramonto non sempre, e non necessariamente, deve corrispondere a quello naturale, ma che si può regolare il complesso in modo tale da stabilire l'avvenuto tramonto quando in un dato vano, o punto, viene a mancare l'illuminazione, anche prima che il sole sparisca del tutto.

Comunque, per tornare al circuito, nelle condizioni di buona luminosità, la *LDR* presenta una resistenza bassa, sicché l'ampiezza di picco dell'onda quadra rimane al di sotto del punto di lavoro per l'u.j.t. In tal modo, l'oscillatore

non funziona. Nelle condizioni dette, sia il triac che la lampada rimangono spenti in permanenza. Ora, se, al contrario, la luce scende al livello del «tramonto» (naturale o stabilito artificialmente che sia), la *LDR* presenta una resistenza più alta, ed il picco dell'onda quadra sale al di sopra del picco di lavoro dell'u.j.t. In tal modo il transistor unigiunzione lavora normalmente ed il sistema inizia a lampeggiare. Come si vede, il funzionamento è completamente automatico; non serve proprio alcun intervento manuale.

Le *Figure 5.10* e *5.11* presentano dei circuiti lampeggiatori che sono senza dubbio ottimi, ma che generano delle interferenze R.F. (o r.f.i.) quando il triac innesca. Se i carichi sono costituiti da parchi lampade molto potenti, la r.f.i. generata può divenire abbastanza importante da infastidire la ricezione sulle onde medie, in modulazione d'ampiezza. I problemi dati da questi disturbi possono essere eliminati con un piccolo costo in più, impiegando i lampeggiatori che funzionano al «passaggio per zero» della rete, come quelli che si vedono nelle *Figure 5.12* e *5.13*.

Figura 5.11 — Sistema di attivazione automatica a luce naturale per il lampeggiatore di *Figura 5.10*. D_2, D_3 e D_4: diodi al silicio per impieghi generici.

Questi due circuiti sono uno sviluppo, o una estensione, di quelli già visti nelle *Figure 2.10* e *2.11*, adeguatamente commentati nel Capitolo 2. Rivedendo i circuiti detti, si rammenterà che in ambedue l'impulso di trigger giunge al gate del triac solo nel breve periodo in cui la tensione istantanea di rete è molto vicina allo zero, all'inizio di ciascun semiperiodo. In tal modo, si ha una

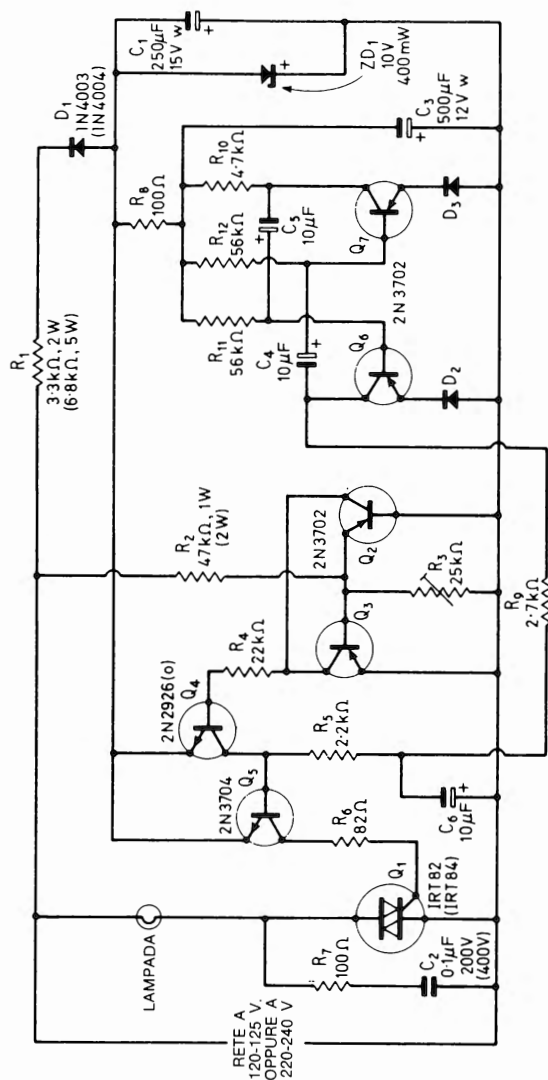



Figura 5.12 — Lampeggiatore in alternata sincrono alla rete, in grado di produrre un lampo al secondo. D_1 e D_3: diodi al silicio per impieghi generici.

r.f.i. molto debole, quasi trascurabile, ed i circuiti possono essere spenti o inibiti mantenendo Q_4 nella conduzione permanente o interrompendo la corrente che circola nella R_5.

Nel lampeggiatore che appare nella *Figura 5.12*, i transistori $Q_6 - Q_7$ formano un multivibratore astabile che funziona «sommato» al sistema di sincronizzazione e la R_5, resistenza di «inibizione», è connessa in serie con la R_9 ed impiegata come carico di collettore per il Q_6: transistor che, come abbiamo visto, fa parte del multivibratore. Il C_6, collegato tra il punto di riunione di $R_5 - R_9$ e la linea positiva generale, serve come semplice filtro per prevenire che il ronzìo derivato dalla rete influisca sul circuito astabile e renda imprecisa la temporizzazione. In tal modo, durante il periodo nel quale il Q_6 è saturato, una forte corrente circola nelle R_5 ed R_9, ed il triac e la lampada sono pilotati in modo sincrono. Nel periodo nel quale Q_6 è interdetto, nessuna corrente circola nelle R_5 ed R_9, quindi il circuito è bloccato. Nel modo detto, il complesso, oltre ad essere un lampeggiatore, è anche un lampeggiatore sincrono alla rete, che genera una r.f.i. trascurabile.

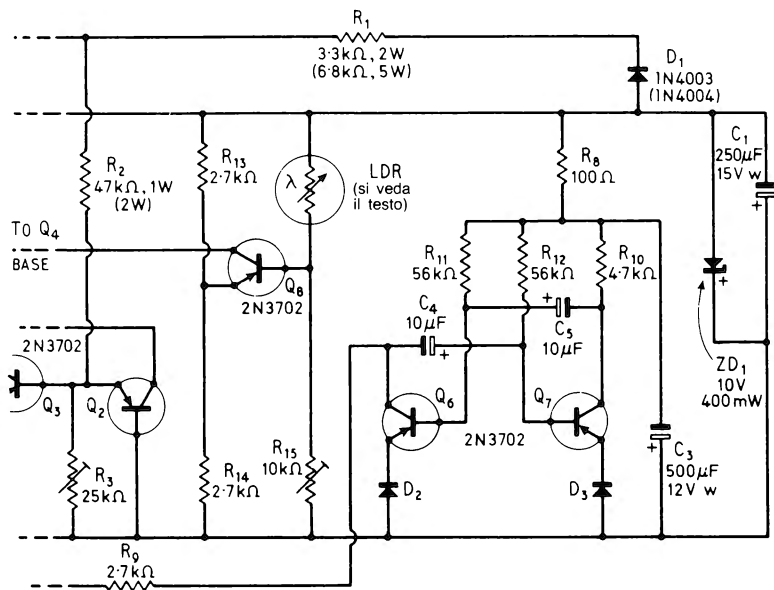



Figura 5.13 — Sistema di attivazione automatica (a luce naturale) per il lampeggiatore sincrono alla rete di *Figura 5.10*. D_2 e D_3: diodi al silicio per impieghi generici.

La *Figura 5.13* mostra come il circuito precedente possa essere modificato per funzionare in modo automatico (eccitato dalla luce). Questo tipo di lavoro è ottenuto grazie all'aggiunta di $R_{13} - R_{14} - R_{15} - LDR$ e Q_8. In questo caso, le R_{13} ed R_{14} sono collegate in un partitore che applica un potenziale

fisso negativo all'emettitore del Q_8 e la *LDR* con R_{15} formano un divisore di potenziale che applica una tensione variabile negativa alla base del Q_8. R_{15} è in pratica un trimmer potenziometrico, che può essere regolato in modo tale da ottenere che la giunzione base-emettitore del Q_8 sia polarizzata leggermente nel modo diretto al livello «d'alba» che interdice il tutto. Il collettore del Q_8 è accoppiato direttamente alla base del Q_4.

Nella situazione in cui è presente il buio, la *LDR* presenta una resistenza elevata, la giunzione base-emettitore del Q_8 è polarizzata all'inverso e così il Q_8 è interdetto. Il Q_8 non ha quindi alcun effetto sul Q_4, in queste condizioni, ed il circuito funziona come lampeggiatore sincronizzato nel modo usuale. Nelle condizioni di maggior luce, al contrario, la *LDR* presenta una resistenza bassa, cosicché la giunzione base-emettitore del Q_8 è polarizzata direttamente ed il transistore entra nella conduzione. In queste condizioni, il Q_8 applica la polarizzazione di base al Q_4, ed allora il circuito è inibito e la lampada mantenuta spenta, tramite il triac disinnescato.

In pratica, quindi, il complesso funziona in modo completamente automatico: lampeggia durante la notte e va a riposo durante il giorno.

I circuiti sincroni che appaiono nelle *Figure 5.12* e *5.13* possono essere regolati nello stesso modo che è già stato descritto nel Capitolo 2, come dire che si può collegare la lampada ai suoi reofori, quindi ridurre il valore di R_3 sino a che si ottiene il funzionamento a doppia semionda. La tensione che appare ai capi del C_1 deve essere letta, mentre si regola R_3, e ci si deve accertare che non scenda apprezzabilmente a meno di 10 V. Il circuito originale, o modificato, con il triac trascritto può alimentare delle lampade che abbiano un paio di centinaia di W.

Le *LDR* impiegate nelle *Figure 5.11* e *5.13* possono essere degli elementi al solfuro di cadmio di qualunque tipo che abbiano una resistenza interna compresa tra 1.000 e 10.000 Ohm ai valori di luce previsti per la messa in azione e a riposo.

La frequenza del lampeggio dei circuiti che appaiono nelle *Figure 5.10* e *5.11* è determinata dalle costanti di tempo delle coppie $R_3 - C_3$ ed $R_4 - C_4$, mentre per i circuiti delle *Figure 5.12* e *5.13* $R_{11} - C_5$ ed $R_{12} - C_4$. In tutti i casi visti, comunque, il lampeggio avviene grossomodo una volta al secondo, se si utilizzano i valori indicati. La temporizzazione cala se si aumentano i valori resistivi, che possono giungere ad un massimo di 270 KΩ. Le resistenze delle coppie devono avere dei valori eguali. In alternativa, la ripetizione del lampeggio può essere incrementata o diminuita impiegando condensatori rispettivamente più piccoli o più grandi. Anche i condensatori devono avere valori eguali, che possono ricadere nella gamma compresa tra 1 μF e 1.000 μF.

Progetti di girandole luminose funzionanti in c.c.

Le cosiddette «girandole luminose» elettroniche sono in pratica dei circuiti che alimentano un certo numero di lampadine in modo sequenziale, con un ritardo prefisso tra un'accensione e la successiva, sino a che tutte le luci sono attivate. La *Figura 5.14* mostra una girandola di questo tipo.

Normalmente, quando S_1 è aperto, tutti gli s.c.r. sono a riposo e così le luci. Tutti i condensatori sono scarichi. Non appena però si chiude S_1, si applica l'alimentazione alla Lampada 1 ed al ritardatore costituito dall'u.j.t. Q_1. In tal modo, il C_1 inizia a caricarsi in modo esponenziale tramite R_1. È da notare che sino a questo punto, tutti gli s.c.r. sono ancora interdetti, quindi ai circuiti che impiegano Q_2 e Q_3 non giunge alcuna tensione.

Dopo un tempo previsto, il C_1 raggiunge il livello di carica necessario per far innescare il Q_1, quindi il transistor unigiunzione conduce ed applica un impulso di gate allo SCR_1 che si accende assieme alla Lampada 2.

Non appena la Lampada 2 si accende, applica l'alimentazione al secondo temporizzatore formato dal Q_2 ed accessori. Dopo l'intervallo previsto, anche il Q_2 innesca accendendo lo SCR_2 e Lampada 3, nonché applicando l'alimentazione al Q_3. Si ha quindi un nuovo periodo di temporizzazione che culmina nell'accensione dello SCR_3. A questo punto, il ciclo di lavoro del complesso è completo e terminato: tutte le lampade sono accese.

Volendo, il circuito può essere esteso come si preferisce, semplicemente collegando altri stadi u.j.t. ed altri s.c.r. per tutte le lampade richieste.

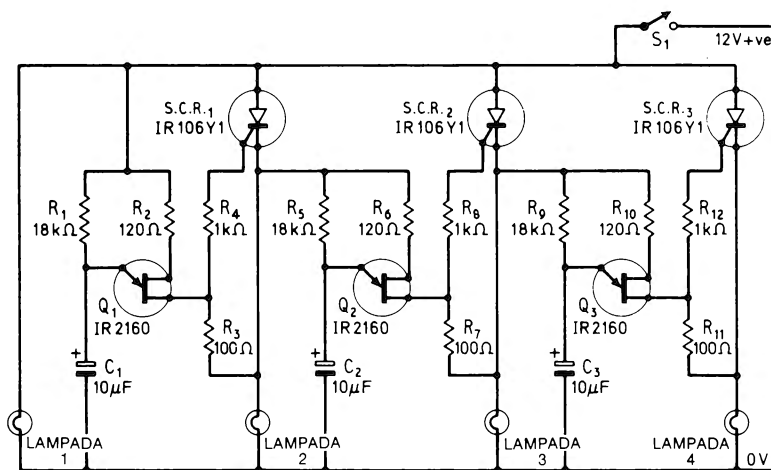



Figura 5.14 — Sistema di accensione a passi successivi per serie di lampade. Tutte le lampade devono essere del tipo funzionante a 12 V e le correnti relative non devono superare i 2 A.

Figura 5.15 — Elaborazione dello schema precedente. Si tratta di un sistema di accensione a passi successivi per serie di lampade, che ultimato il ciclo riprende continuamente da capo. Tutte le lampade devono essere previste per l'accensione a 12 V e la corrente massima assorbita da ciascuna non deve superare i 2 A. Diodi da D_1 a D_4: al silicio per impieghi generici. *RLA*: relais funzionante a 12 V munito di un avvolgimento dalla resistenza superiore a 120 Ω e di uno o più contatti N/C (normalmente chiusi).

La *Figura 5.15* mostra come il circuito possa essere modificato per ottenere l'accensione ripetitiva delle lampade; in quest'altro, alla fine del ciclo, tutte le lampade sono spente, quindi ripetono l'accensione temporizzata con l'andamento visto, sino all'ultima.

In questo caso, l'alimentazione è connessa alla maggiore parte del circuito tramite il contatto normalmente chiuso del relais $RLA/_1$; il relais ha il proprio funzionamento determinato dallo stadio u.j.t. che è seguito dall'amplificatore d'impulsi che impiega Q_4 e Q_5. Il circuito funziona come ora diremo.

Quando si applica l'alimentazione tramite S_1, il contatto *RLA/1* è chiuso; in tal modo la Lampada 1 si accende, e lo stadio del Q_1 entra in azione. Dopo un intervallo previsto, il Q_1 innesca lo SCR_1 e si accende la Lampada 2; così avviene per il Q_2 e Lampada 3. Quando dopo un successivo intervallo si ha l'innesco del Q_3, il Darlington formato da Q_4 e Q_5 riceve la polarizzazione tramite il sistema formato da $D_3 - C_4 - R_{12}$; in tal modo il relais *RLA* si chiude per un breve istante. Non appena *RLA* scatta, il contatto *RLA/1* si apre ed interrompe l'alimentazione della maggior parte del circuito. In tal modo tutte le lampade si spengono e tutto il sistema temporizzatore si resetta a zero. Dopo un breve tempo, *RLA* torna a riposo visto che viene a mancare la polarizzazione al Q_4, di conseguenza il contatto *RLA/1* si chiude automaticamente e l'intera funzione riprende. La sequenza descritta si ripete *all'infinito.* I diodi D_1 e D_2 sono collegati in serie con R_{11}, nello stadio dell'u.j.t. Q_3 per equilibrare la caduta di tensione sul D_3 e sulla giunzione base-emettitore del Q_5; in altre parole, per assicurare l'azionamento stabile del relais.

La temporizzazione che interviene tra gli stadi delle *Figure 5.14* e *5.15* è determinata dalle costanti di tempo delle resistenze e dei condensatori che completano gli stadi u.j.t. (per esempio C_1 ed R_1 nello stadio del Q_1), ed ha la durata di un secondo circa, con i valori indicati. Tutte le lampade quindi si accendono con un secondo di differenza, una dall'altra. La costante di tempo può essere ridotta, volendo, se si diminuiscono i valori delle resistenze, che possono scendere sino a 6,8 k o aumentata se si elevano i valori delle resistenze; il massimo aumento può giungere a 500 kΩ.

Nella *Figura 5.15*, il tempo di attrazione del relais è influenzata dal valore di R_{13} che in effetti forma uno shunt di scarica per il C_4, ed ha un valore di un secondo circa, con il valore annotato per R_{13}. Il tempo di attrazione, se si vuole, può essere ridotto a circa un terzo di secondo diminuendo la R_{13} a 33 k Ohm, o può essere aumentato sino a circa cinque secondi aumentando il valore della R_{13} ...all'infinito (!) come dire togliendola dal circuito.

Progetti di regolatori di luminosità per lampade ad incandescenza

Tutti i circuiti impieganti un triac visti sino ad ora, erano dei semplici interruttori che compivano la funzione «acceso-spento» in modo da applicare o la

piena alimentazione, o nessuna alimentazione al carico. I triac, tuttavia, possono essere vantaggiosamente impiegati per *graduare* l'alimentazione ai diversi carichi, con l'impiego della variazione di fase per il trigger descritto nel Capitolo 1; tali circuiti, possono servire, ad esempio, per regolare gradualmente la luminosità emessa dalle lampade ad incandescenza.

La *Figura 5.16a* mostra il circuito basilare di un semplice graduatore della luminosità di una lampada. R_1 e C_1 sono collegati in serie e formano un divisore di potenziale combinato con un variatore di fase. Il diac, è impiegato come semplice sistema di trigger che innesca quando il C_1 giunge ad una tensione di circa 35 V (quale che sia la polarità), quindi scarica parzialmente il C_1 nel gate del triac accendendolo. Non appena la carica del C_1 scende a 30 V o simili, il diac torna ad interdirsi.

Quando R_1 è regolato per un valore molto basso, si ha una piccola attività nella ripartizione del potenziale e nella variazione di fase, sicché il valore di tensione ai capi del C_1 segue i valori di rete sino a che si raggiunge il valore di trigger per il diac; al punto detto di diac innesca, il triac innesca a sua volta ed accende la lampada, rimuovendo il pilotaggio dal sistema $R_1 - C_1$. In queste condizioni, il triac si accende poco dopo all'inizio di ciascun semiperiodo, quindi al carico è applicata quasi tutta l'alimentazione.

Se al contrario R_1 è regolato per un valore alto, si ha un vero sistema divisore del potenziale, in quanto la tensione di picco ai capi del C_1 potrà raggiungere appena la tensione di 35 V che serve per innescare il diac, e lo sfasamento introdotto dal C_1 sarà di circa 90°. Siccome il picco di un semiperiodo avviene a 90° dopo l'inizio di un semiperiodo, in tal caso il C_1 provocherà l'accensione del triac con un ritardo di circa 170°. In queste condizioni, il triac non innesca altro che a 10° dalla fine di ciascun semiperiodo, quindi il carico è alimentato con un valore proprio minimo. Quindi, almeno in via teorica, il sistema costituito da R_1, C_1 ed il diac permette d'innescare il triac con degli angoli di fase che vanno da 10° a 170° in ciascun semiperiodo; indubbiamente, un sistema del genere rappresenta un efficace controllo per il carico.

Il circuito fondamentale presentato nella *Figura 5.16a* va un pochino elaborato per servire come regolatore pratico della luce emessa da una lampada. Siccome il triac commuta bruscamente, e tratta delle correnti piuttosto elevate, la forma d'onda commutata è molto ricca di armoniche. Nel circuito mostrato, le armoniche sono iniettate direttamente sulla rete-luce e possono provocare delle interferenze abbastanza serie alla radioricezione ad onde medie o lunghe (AM). La prima modifica che si deve apportare al circuito, è, quindi, l'aggiunta di un filtro R.F. che cancelli o minimizzi per quanto possibile le armoniche dette.

Si deve introdurre una seconda modifica, che assicuri che quando R_1 è prossimo al minimo valore, la corrente che carica il C_1 non lo danneggia.

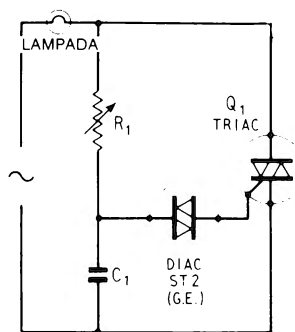



Figura 5.16a — Circuito di base per realizzare un regolatore di luminosità.

Questa variante è molto semplice; basta porre in serie ad R_1 una resistenza limitatrice, e la protezione è conseguita.

La *Figura 5.16b* mostra il circuito di un regolatore di luminosità non più teorico, ma direttamente utilizzabile, che incorpora le modifiche dette. R_2 è la resistenza limitatrice della corrente di carica e la L_1, con il C_2, forma il filtro R.F. La L_1 deve poter sopportare una corrente superiore a quella assorbita dalla lampada e può essere semplicemente realizzata avvolgendo all'incirca 100 spire del filo in rame smaltato che serve, su di un qualunque supporto del diametro di 12 mm. Volendo, ad esempio, per risparmiare spazio, la L_1 può essere avvolta direttamenre sul C_2, ammettendo che il detto abbia il diametro richiesto, o uno analogo.

Il circuito di *Figura 5.16b* è quindi ben utilizzabile, ma è privo di difetti? Beh, uno lo ha. Il potenziometro R_1 ha una notevole isteresi di manovra. Se la lampada controllata si spegne quando R_1 giunge al valore di 250 KΩ (nel

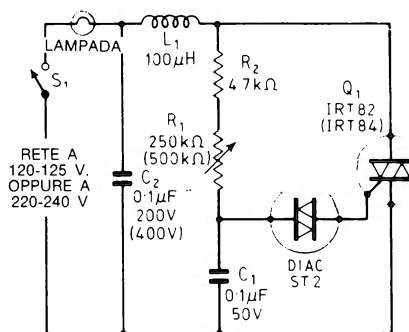



Figura 5.16b — Circuito pratico di un regolatore della luminosità emessa da una lampada.

circuito alimentato a 125 V), non si riaccende sino a che non si riduce il valore a circa 200 KΩ, e subito dopo, si ha una luminosità forte.

Tale noiosa caratteristica, deriva dai fatti che ora esporremo.

Supponiamo che il triac sia completamente disinnescato e che il valore di R_1 sia ridotto a 201 KΩ, valore al quale il C_1 non può caricarsi alla tensione di 35 V ed il diac non innesca. In queste condizioni, il C_1 si carica vicino a 35 V, ad un valore un poco più piccolo; raggiunge tale valore su ogni semiperiodo come dire che la variazione totale, ai suoi capi, è di 70 V.

Supponiamo ora che R_1 sia portato a 200 KΩ e che in tali condizioni il valore di C_1 riesca a raggiungere i 35 V che servono per innescare il diac; in tal modo, il triac innescherà a circa 10° prima che il semiperiodo termini, applicando un pilotaggio molto debole alla lampada. Quando il diac innesca durante il primo semiperiodo, riduce la carica del C_1 di soli 5 V, quindi a 30 V. Di conseguenza, nel successivo semiperiodo, il C_1 si deve scaricare della tensione a 30 V e ricaricarsi a 35 V per accendere il diac con una escursione totale di 65 V in un semiperiodo. Siccome R_1 è sempre regolato a 200 KΩ, il C_1 raggiunge il valore di 35 V in ritardo, nel secondo semiperiodo, rispetto al primo, ed il triac si accende molto prima della fine del semiperiodo, quindi alimenta in modo assai più elevato il filamento della lampada, facendo emettere una luminosità molto più importante. Nel semiperiodo ancora successivo, il circuito lavora più o meno nelle stesse condizioni del secondo semiperiodo e la lampada continua ad essere molto luminosa.

Una volta che il circuito sia perfettamente operativo, il C_1 muta di valore, per ogni semiperiodo, di 65 V ed il valore di R_1 deve essere portato a circa 249 KΩ prima che la lampada si spenga, o che giunga a livelli di luminosità molto bassi. Il ritardo, con i problemi connessi, può essere ridotto o eliminato con un gran numero di accorgimenti circuitali.

Nella *Figura 5.17* si vede un regolatore di luce migliorato, che impiega la R_3 per ridurre l'ampiezza della variazione di tensione sul C_1 quando il diac innesca, ed in tal modo si ha una decisa riduzione nell'isteresi.

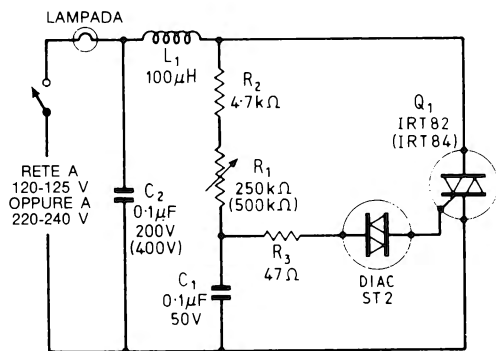



Figura 5.17 — Regolatore della luminosità migliorato.

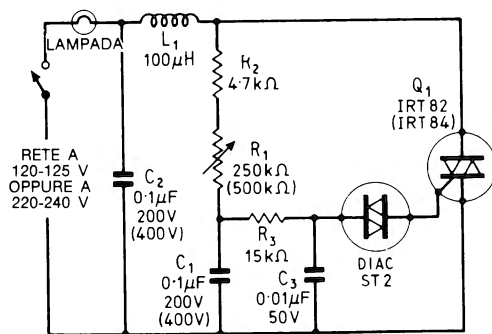



Figura 5.18 — Regolatore della luminosità ancora migliorato con l'introduzione nel circuito di un condensatore «asservito».

Il circuito che si vede nella *Figura 5.18* riduce ancora l'effetto parassitario indicato. Il progetto è pressoché identico a quello di *Figura 5.16b* salvo per il «travaso» della carica del C_1 nel condensatore asservito C_3 tramite la resistenza piuttosto elevata della R_3. Il C_1 ha una tensione leggermente più elevata di quella del C_3, ed il C_3 fa condurre il diac ogni volta che raggiunge i 35 V. Una volta che il diac sia innescato, come abbiamo visto in precedenza, riduce la tensione ai capi del C_3 brevissimamente, a 30 V. Il C_3, però, si ricarica parzialmente tramite C_1 ed R_3. Si ha quindi una variazione piccola nella carica del C_3, come risultato dell'innesco del diac, quindi, il circuito mostra un ritardo limitatissimo. Se proprio si vuole, l'isteresi può essere ridotta pressoché a zero, collegando una ulteriore resistenza in serie al diac per limitare la scarica del C_3, come si vede nella *Figura 5.19.*

Ancora una miglioría; i singoli diac e triac delle *Figure* dalla *5.16* alla *5.19* possono essere sostituiti con un singolo quadrac, come si vede nelle *Figure*

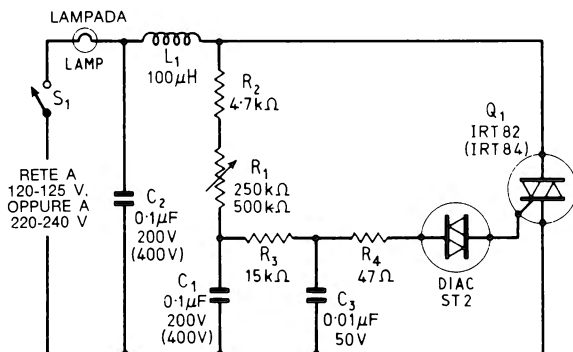



Figura 5.19 — Regolatore della luminosità di una lampada munito di una inerzia trascurabile.

dalla *5.20* alla *5.22.* I quadrac impiegati in questi altri progetti hanno il radiatore incorporato, già previsto di fabbrica e possono reggere una corrente di 2,2 A ad una temperatura ambientale di 25° C. In altre parole, possono controllare delle potenze di 264 W con la rete a 120-125 V, e di 528 W sulla rete a 220-240 V. Se si aumenta la superficie radiante di questi quadrac impiegando dei dissipatori esterni, connessi meccanicamente e termicamente a quelli previsti, si può giungere ad una corrente di 6 A purché la temperatura degli involucri sia mantenuta al di sotto dei 75° C in ogni momento e condizione; in tal modo si può ottenere il controllo di potenze dell'ordine di 720 W e 1.440 W, sul carico.

Un altro tipo di regolatore di luce è mostrato nella *Figura 5.23.* Il circuito è un regolatore ad alte prestazioni inteso per il controllo delle lampadine con una isteresi zero, e come elemento di controllo della fase utilizza un transistore unigiunzione. Lo u.j.t. (Q_5) applica degl'impulsi di trigger temporizzati ed in c.c. al gate del triac, ed il gate è sincronizzato tramite il Q_4 al passaggio per lo zero della tensione di rete con l'impiego del rivelatore Q_2 e Q_3. Q_4 e Q_5 sono alimentati con la tensione a 12 V c.c. derivata dalla rete tramite $R_1 - D_1 - ZD_1 - C_1$.

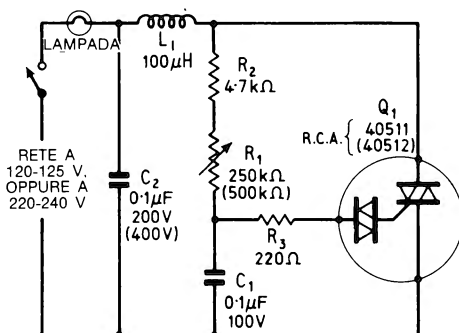



Figura 5.20 — Regolatore della luminosità che impiega un quadrac.

Vediamo il funzionamento del circuito. Quando il Q_4 conduce, il Q_5 inizia a lavorare in un periodo di temporizzazione che inizia al principio di ciascun semiperiodo, e dopo un breve periodo di tempo l'u.j.t. innesca ed accende il triac per la parte rimanente della semionda. Al termine del semiperiodo, il triac disinnesca, e simultaneamente, il rivelatore del passaggio per lo zero costituito da Q_2 e Q_3 toglie la polarizzazione alla base del Q_4 facendo sì che il sistema u.j.t. scarichi il C_2 e si resetti. La procedura indicata si ripete per ciascun semiperiodo.

Il ritardo dell'impulso di trigger può essere variato tra meno di 200 μS e più di 10 ms; è determinato unicamente da come è regolato R_6. Siccome il periodo di ciascuna semionda della rete è fisso, il ritardo detto può essere trasla-

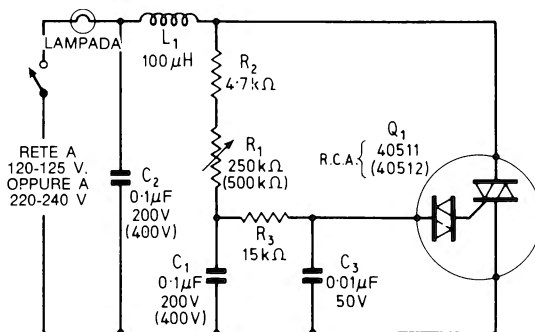



Figura 5.21 — Regolatore della luminosità a quadrac migliorato con la tecnica del condensatore asservito.

to direttamente in termini di ritardo di fase, ed in pratica corrisponde ad un ritardo che inizia da circa 3° e giunge oltre a 180°. Il circuito quindi offre una regolazione veramente completa e graduale dallo spegnimento alla massima luminosità, senza alcun fenomeno di ritardo. È da notare che lo S_1 è meccanicamente connesso allo R_6, sicché si ha lo spegnimento per via meccanica non appena lo R_6 è ruotato oltre al massimo valore di resistenza.

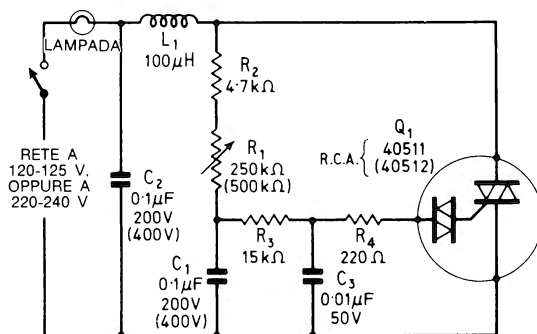



Figura 5.22 — Regolatore della luminosità a quadrac dotato di una inerzia trascurabile.

La *Figura 5.24* mostra come si può modificare il circuito visto per ottenere l'illuminazione graduale della lampada. Quando si chiude S_1, l'intensità della luce emessa dalla lampada inizia a crescere pian piano dal valore minimo al massimo, ed impiega circa due secondi per raggiungere la piena brillantezza. Il circuito ha un doppo impiego; in condizioni critiche serve per evitare gli abbagliamenti repentini, e d'altro canto, risparmia le lampadine evitando i

forti impulsi di corrente iniziali. Con un dispositivo del genere, la vita operativa dei filamenti risulta molto estesa. Vediamo il funzionamento.

Quando si alimenta il complesso chiudendo S_1, il condensatore C_4 è completamente scarico, quindi, virtualmente appare come una specie di cortocircuito. In queste condizioni, il C_2 si carica solo tramite la resistenza R_5, che ha un valore elevato, cosicché l'u.j.t. funziona con un ritardo assai prolungato ed il filamento della lampada lavora a bassa intensità. Frattanto, il C_4 inizia a caricarsi in modo esponenziale tramite R_6 e D_2, e di conseguenza, una tensione esponenziale appare al punto comune di $R_6 - D_2$ e carica parzialmente C_2 tramite D_3 in ogni ciclo operativo; in tal modo, il ritardo di funzionamento dell'u.j.t. è progressivamente ridotto. Dopo un ritardo previsto, e determinato da R_6 e C_4, il C_4 diviene pienamente carico apparendo come una sorta di circuito aperto. In queste condizioni, quindi, il C_2 si carica in ogni ciclo tramite la combinazione parallela di R_5 ed R_6 e dopo un breve periodo di ritardo, la lampada funziona alla massima luminosità.

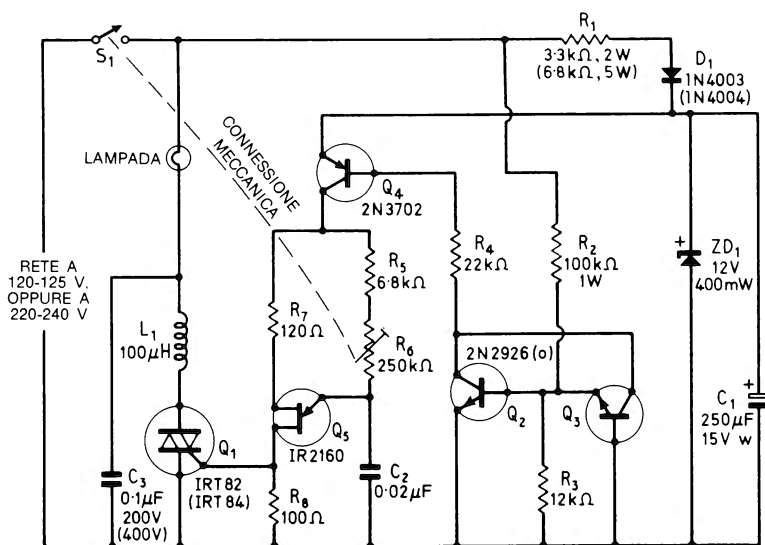



Figura 5.23 — Regolatore della luminosità ad alte prestazioni, dotato di una inerzia nulla.

In tal modo, appunto, la luminosità della lampadina cresce in modo assolutamente graduale e progressivo, senza sbalzi, da zero, non appena si chiude S_1, al massimo, in un paio di secondi. R_5 determina il minimo livello di luminosità della lampada, ed R_6 stabilisce il livello massimo, oltre che, assieme al C_4, la costante di tempo. Il diodo D_2 serve a prevenire che il C_4 si scarichi nell'u.j.t. ogni volta che il Q_5 innesca e D_4 scarica automaticamente C_4 tramite R_9, resettando il tutto quando si toglie l'alimentazione tramite S_1.

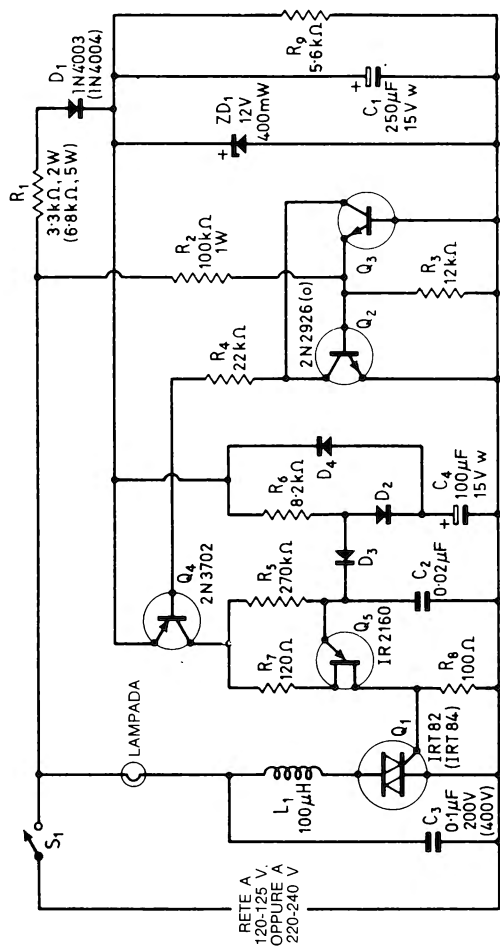



Figura 5.24 — Sistema di accensione per una lampada dall'andamento progressivo. D_2, D_3 e D_4: diodi al silicio per impieghi generici.

Infine, nella *Figura 5.25* si vede come è possibile modificare il circuito ulteriormente per farlo funzionare al tempo stesso come regolatore della luminosità e controllo graduale automatico minimo-massimo. Il tutto funziona nello

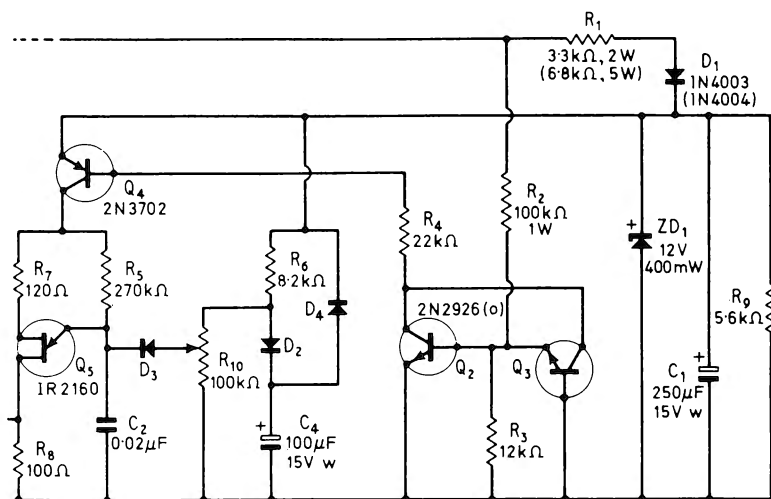



Figura 5.25 — Aggiunta al circuito precedente che permette di ottenere sia la regolazione della luminosità manuale che l'accensione progressiva. D_2, D_3 e D_4: diodi al silicio per impieghi generici.

stesso modo del circuito visto nella *Figura 5.24* salvo per il fatto che la tensione esponenziale del C_4 è inviata al C_2 tramite il divisore di potenziale formato da R_{10} e dal diodo D_3; in tal modo, la massima luminosità della lampada può essere variata da zero al massimo, mentre si ha ugualmente la funzione di crescita della luce rallentata, che inizia dal momento in cui si chiude lo S_1.

CAPITOLO 6

15 SISTEMI DI CONTROLLO PER RISCALDATORI

I triac che possono trattare delle correnti molto elevate, servono assai bene per il controllo automatico dei riscaldatori a resistenze elettriche. Vi sono tre sistemi fondamentali di controllo per le stufe e simili. Vi è il semplice interruttore automatico che accende e spegne il dispositivo servito, poi l'interruttore sincronizzato ed infine il regolatore proporzionale dal minimo al massimo. È da notare che nel campo dei riscaldatori non si possono impiegare dei sistemi di controllo a sfasamento visto che i disturbi R.F. divengono pronunciatissimi, a causa delle forti potenze commutate.

In questo capitolo vedremo quindici progetti di controllo di riscaldatori diversi. I progetti impiegano o il triac 40575 della RCA che sopporta correnti di 15 A con delle tensioni di picco inverso di 200 V, oppure il triac IRT84 della International Rectifier che sopporta 10 A a 400 V. Il 40575 può controllare degli elementi riscaldanti che abbiano una potenza massima di 1800 W con la rete a 120-125 V, mentre la IRT84 può controllare potenze dell'ordine di 2.400 W sulla rete a 220-240 V.

Progetti di semplici interruttori elettronici

Nelle *Figure 6.1a* e *6.1b* si vedono i circuiti di due semplici interruttori elettronici per sistemi di riscaldamento controllati da dei termostati. Alle temperature basse, i termostati, che possono essere del tipo a bimetallo o simili, sono chiusi. In tal modo i triac ricevono la polarizzazione per il gate tramite la R_1. Allorché si raggiunge la temperatura ambientale desiderata, i termostati si aprono ed escludono i gates dai circuiti; in tal modo, i triac e le resistenze riscaldatrici si spengono. Volendo, i sistemi possono essere fatti funzionare manualmente, tramite il deviatore S_1.

Il circuito di *Figura 6.1a* prevede che il gate del triac sia sottoposto a trigger continuo da parte della rete, quindi genera un certo rumore continuo ad R.F. (r.f.i.) quando il *TH* è chiuso. Il circuito di *Figura 6.1b* impiega il pilotaggio in c.c. per il gate, quindi non genera alcuna r.f.i. quando il *TH* è chiu-

so. Ambedue i circuiti, tuttavia, generano un forte picco di r.f.i. nel momento in cui il termostato si chiude, come è stato detto nel Capitolo 1.

La *Figura 6.2* mostra il circuito di un semplice sistema di controllo per riscaldatori sempre a termistor. In questo caso la polarizzazione per il gate del triac è ricavata da un apposito alimentatore in c.c. a bassa tensione, che effettua il controllo tramite R_5 e Q_2. Il sistema, alimenta anche il sistema controllato dalla temperatura Q_3, che regola il funzionamento del Q_2. TH_1 è un termistor a coefficiente di temperatura negativo, ed è collegato in un circuito a ponte che comprende anche $R_1 - R_2 - R_3 - R_4$. R_1 va regolato in modo tale, che il ponte sia prossimo al bilanciamento alla temperatura di spegnimento prevista e la base del Q_3 riceve una leggera polarizzazione diretta, in queste condizioni. Il Q_3, è praticamente un rivelatore del bilanciamento del ponte, e pilota il Q_2.

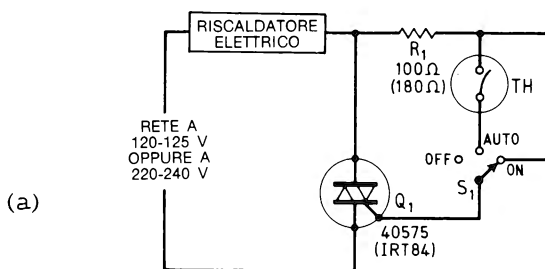



Figura 6.1a — Semplice sistema di controllo per riscaldatori regolato a termostato.

Il funzionamento del circuito è molto semplice. Alle temperature basse, il ponte si sbilancia ed in tal modo, sia il Q_2 che il Q_3 sono pilotati nella conduzione; in tal modo, al gate del triac giunge una forte polarizzazione, ed il riscaldatore si accende. Alle temperature ambientali elevate, il ponte produce l'interdizione di Q_3 e Q_2; in tal modo, al gate del triac nón è applicata alcuna

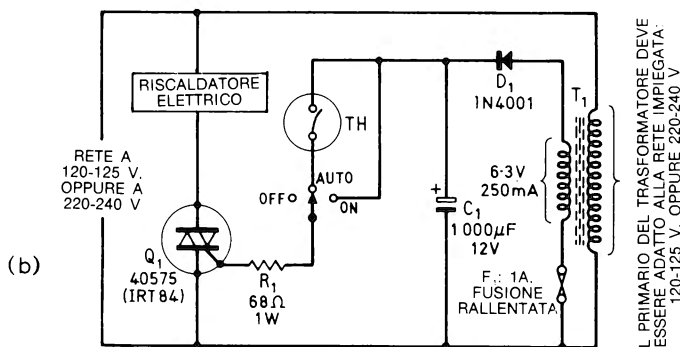



Figura 6.1b — Sistema di controllo per riscaldatori a termostato, migliorato.

polarizzazione e l'elemento riscaldatore si spegne. Infine, quando la temperatura ambiente è molto picina a quella prevista, il Q_3 ed il Q_2 sono parzialmente nel regime di conduzione, e l'ampiezza della polarizzazione applicata al gate del triac è proporzionale alla differenza tra la temperatura del momento e quella prevista. Ne segue che il punto di lavoro del triac e del filamento riscaldante in queste condizioni dipendono dall'ampiezza della corrente del gate.

Figura 6.2 — Semplice sistema di controllo per riscaldatori, comandato a termistore, con tre posizioni di lavoro.

È già stato detto nel Capitolo 1, che un triac ha due distinti livelli di sensibilità del gate. Il triac che equipaggia il circuito di *Figura 6.2* è pilotato alternativamente nei modi di conduzione I^+, e III^+, visto che la tensione che si presenta al gate è sempre positiva mentre i terminali primari sono percorsi da corrente alternata; in tal modo la sensibilità ottenuta è di 15 mA e 35 mA rispettivamente. Di conseguenza, se il ponte termosensibile è sbilanciato in modo tale da produrre una corrente di gate di 35 mA, il triac è pilotato per l'intero periodo ed applica la piena potenza al carico. Man mano che la temperatura del TH_1 sale, il ponte si porta verso l'equilibrio e la corrente del gate discende. Quando la corrente cade ad un valore più piccolo di 35 mA, ma ancora più grande di 15 mA, il triac smette di lavorare nel modo III^+ ma continua a funzionare nel modo I^+. In queste condizioni, tuttavia, il triac applica una sola semionda al carico, che in tal modo riduce il calore irradiato. Quando il ponte termosensibile va verso il bilanciamento, la corrente di gate del triac scende a meno di 15 mA, di conseguenza ogni funzione cessa ed il carico è posto a riposo.

Così, il circuito di *Figura 6.2* opera a «tre livelli» relativamente al carico, e poiché il livello intermedio spazia in una certa gamma di valori, la temperatura dell'ambiente può essere controllata con una buonissima precisione. Siccome si utilizza il pilotaggio del gate in c.c., il complesso non genera delle inter-

ferenze R.F. molto importanti, anche se, logicamente, al momento dell'accensione si sviluppa un picco di r.f.i. molto importante.

Il termistor da impiegare in tutti i progetti di sistemi di regolazione che appaiono in questo capitolo, può essere un qualunque modello n.t.c. che abbia una resistenza compresa nella gamma che va da 2.000 a 10.000 Ohm alla temperatura di funzionamento prestabilita. Ad esempio, si possono utilizzare i modelli VA1066S della Mullard e KD2108 della RCA.

Il sistema di controllo che abbiamo visto nella *Figura 6.2* può essere regolato portando R_3 nella posizione centrale e regolando R_1 in modo che il riscaldatore funzioni a metà potenza, con la temperatura prevista per il TH_1. R_3, servirà poi per regolare la temperatura. Il TH_1, logicamente non deve essere aderente alla massa del riscaldatore, ma posto in un punto, abbastanza lontano, dove possa rilevare il riscaldamento medio dell'ambiente.

Progetti di controlli «on - off» sincroni alla rete

I semplici sistemi di controllo che abbiamo visto nelle *Figure 6.1* e *6.2* rappresentano ottimi attivatori per stufe ed altri riscaldatori elettrici, ma hanno il solito difetto di generare un forte impulso di r.f.i. all'accensione, che suona come una specie di evidentissimo «toc» in tutti i radioricevitori circostanti che funzionano in AM, cioè nelle onde lunghe e medie, modulazione d'ampiezza. In più, l'automatismo di *Figura 6.1a*, produce un brusìo continuo, anche se a basso livello, quando le resistenze riscaldanti sono accese. Ambedue questi elementi di fastidio, possono essere eliminati impiegando la tecnica della commutazione «al passaggio per lo zero» (della tensione di rete) che già conosciamo, e nella quale si polarizza il gate del triac solo per un breve periodo vicino, in senso temporale, al momento in cui la tensione di rete attraversa lo zero all'inizio di ogni semiperiodo. La *Figura 6.3* mostra il circuito pratico di un regolatore per sistemi di riscaldamento controllato a termostato e sincrono alla rete.

Una descrizione piuttosto completa dei principi di lavoro e dei dettagli circuitali, è già stata esposta nel Capitolo 2. Richiameremo quindi il puro necessario. Q_2 e Q_3 sono collegati in forma di rivelatore del passaggio per lo zero, che è pilotato direttamente dalla rete. La relativa uscita, eroga un segnale di controllo per la coppia $Q_4 - Q_5$ che serve per attivare il triac. Q_4 e Q_5 sono alimentati tramite una tensione c.c. del valore di 10 V, logicamente derivata anche questa dalla rete tramite $R_1 - C_1 - D_1 - ZD_1$.

Il circuito funziona sul principio che al gate del triac si applica un impulso importante solo quando la tensione di rete ha appena attraversato il valore-zero ed inizia un nuovo semiperiodo; in queste condizioni, il Q_4 riceve la polarizzazione per la base tramite R_5. Il circuito, in tal modo può controllare la sorgente del riscaldamento pur senza che intervengano apprezzabili disturbi

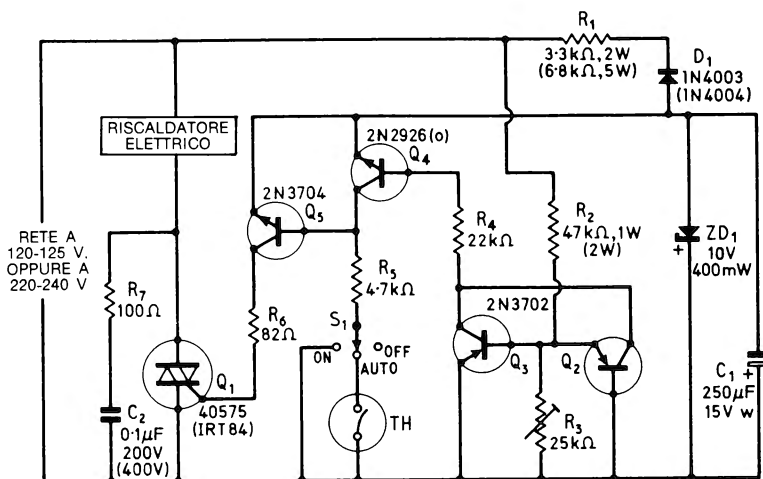



Figura 6.3 — Sistema di regolazione per elementi riscaldatori controllato a termostato, sincrono alla rete.

R.F. e può essere momentaneamente bloccato, o spento del tutto semplicemente scollegando dalla massa la R_5. Nella *Figura 6.3*, il termostato *TH* è collegato in serie alla R_5, quindi determina l'accensione e lo spegnimento del sistema riscaldante.

Alle basse temperature, il termostato è chiuso ed il circuito aziona le resistenze della stufa o del termosifone elettrico o di altro carico consimile in sincronia alla rete. Alle temperature elevate il termostato è aperto ed il circuito è inibito; in tal modo il carico è spento. Volendo, il sistema può essere acceso o spento manualmente tramite S_1.

Il circuito di *Figura 6.3* è molto facile da regolare, considerando che R_3 è l'unico dispositivo aggiustabile in tutto il complesso (a parte il termostato). Si deve notare, tuttavia, che (come è stato detto nel Capitolo 2) tale componente va regolato per un particolare carico resistivo sul triac. Se il carico è del tipo commutabile, come quelle stufe elettriche che hanno due o tre resistenze «a candelotto» avvolte, o quei termosifoni a liquido che prevedono due o tre resistenze ermetiche blindate immense nell'olio, la regolazione di R_3 deve essere eseguita con il minimo carico inserito, vale a dire con uno solo degli elementi riscaldatori in azione. Una volta che si sia effettuata la regolazione iniziale di R_3, e la si sia un po' perfezionata, il circuito lavorerà bene anche nelle altre posizioni.

La regolazione di R_3, nei dettagli, è abbastanza semplice. Il riscaldatore, sarà semplicemente connesso all'uscita (rammentiamo con il *minimo* carico), R_3 sarà portato alla massima resistenza, quindi S_1 sarà commutato su «ON». Il valore di R_3 sarà quindi diminuito pian-piano sin che passa oltre al punto in

cui il riscaldatore è alimentato al massimo. La regolazione di R_3 è così già ultimata. Mentre si regola R_3, si deve misurare la tensione che appare ai capi del C_1; non deve calare in nessun punto a meno di 10 V. Eseguiti i riscontri, il sistema è pronto per l'impiego.

Le *Figure 6.4* e *6.5* mostrano come si possa adattare il controllo all'impiego di un termistor, invece che all'uso di un termostato di tipo elettromeccanico. Nel circuito di *Figura 6.4*, il circuito $R_8 - R_9 - R_{10} - R_{11}$, con il termistor TH_1, forma un ponte sensibile alla temperatura, ed il Q_6 funziona come un semplice rivelatore del bilanciamento del ponte, simile a quello già visto nella *Figura 6.2*. Anche il circuito di *Figura 6.5* è similare, se si eccettua il circuito formato dall'amplificatore differenziale $Q_6 - Q_7$ che realizza un rivelatore più sofisticato per l'equilibrio del ponte.

In ambedue i casi, le funzioni del circuito sono tali che il Q_6 è pilotato fortemente quando la temperatura del vano da tenere sotto controllo è bassa, ed in tal caso si ha una corrente disponibile per la R_5, cosicché il triac innesca in modo sincrono e applica la piena alimentazione al carico. Se la temperatura è elevata, al contrario, il Q_6 è completamente interdetto, cosicché nella R_5 non scorre alcuna corrente; di conseguenza il circuito è interdetto ed il carico non risulta per nulla alimentato. Infine, quando la temperatura è vicina a quella prevista, il Q_6 è pilotato parzialmente nella conduzione e la grandezza delle correnti che attraversano R_5 ed il gate del triac sono proporzionali alle differenze riscontrabili tra la temperatura reale e quella prevista. Il gate riceve il trigger alternativamente per i tipi di funzionamento I^- e III^- in queste condizioni. Di conseguenza, il sistema offre una eccellente regolazione della tempe-

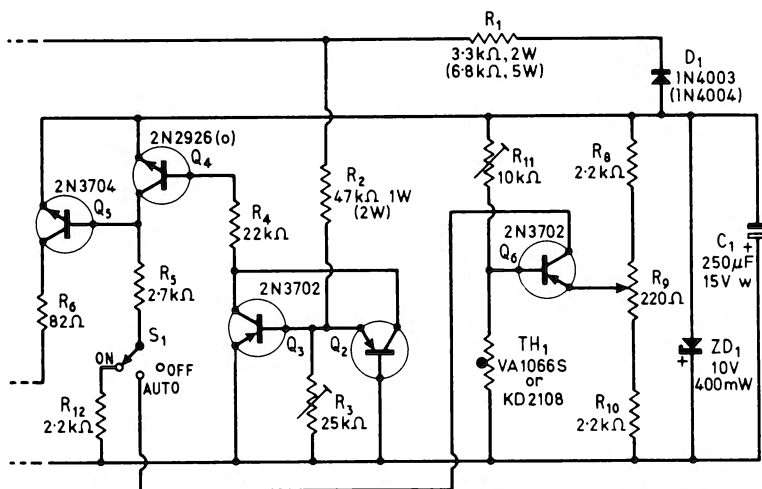



Figura 6.4 — Una elaborazione del precedente circuito; il controllo non è più affidato al termostato ma ad un termistore che non ha parti in movimento e risulta molto più preciso.

ratura ambientale. La regolazione data dal circuito di *Figura 6.5* è un po' migliore rispetto a quella che si può ricavare dal circuito di *Figura 6.4*, perché il punto di lavoro del sistema di *Figura 6.4* è influenzato dagli slittamenti termici che si sviluppano nel Q_6. Dicendo prima che i transistori Q_6 e Q_7 realizzano un sistema di rivelazione di «sofisticato», intendevamo appunto precisare che tale sistema è inerte rispetto alle variazioni termiche parassitarie, quindi risponde pressochè solo ai valori che interessano.

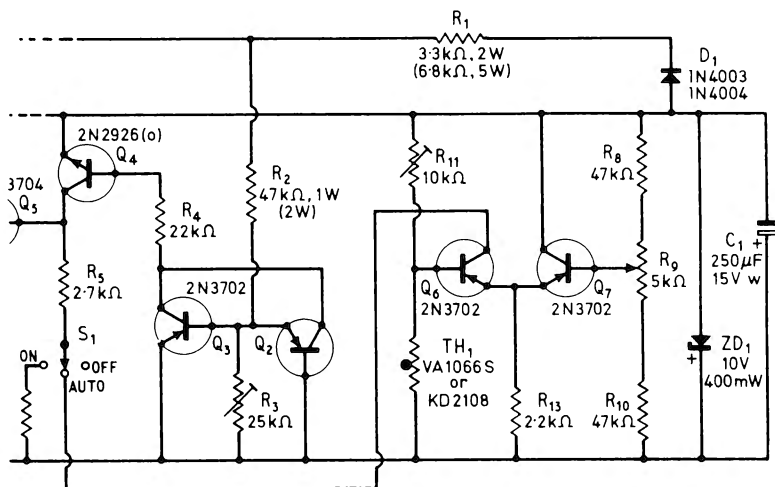



Figura 6.5 — Circuito di controllo a termistore alternativo.

La procedura di regolazione dei due circuiti è identica. Come sempre, prima si collega il carico ai terminali previsti, poi si porta S_1 nella posizione «ON», quindi si regola R_3 nello stesso modo in precedenza specificato per il complesso di *Figura 6.3*. In seguito, portato R_9 a mezza corsa si eleverà il TH_1 alla temperatura necessaria per lo spegnimento e si regolerà R_{11} per ottenere che il carico funzioni a semionda. A questo punto la regolazione è completata, ed il complesso è pronto all'uso. R_9 consente di variare la temperatura di spegnimento di qualche grado, rispetto al valore preposto tramite R_{11}.

Per finire, le *Figure 6.6* e *6.7* mostrano l'impiego dell'integrato PA424, già visto nel Capitolo 2, nel campo degl'interruttori elettronici sincroni per caloriferi. Nel circuito della *Figura 6.6* il termostato è connesso all'IC, ingresso dell'amplificatore differenziale, tramite $R_2 - R_3$ ed R_4; il funzionamento generale del circuito è tale che il triac è innescato in modo sincrono quando il termostato è chiuso, ed è spento quando il termostato è aperto.

Nel circuito di *Figura 6.7* all'ingresso vi è un partitore costituito dal termistor e dal trimmer potenziometrico, e si ha un tipo di funzionamento simile a

quello del complesso di *Figura 6.5*. Di conseguenza, il triac, alle temperature basse, è acceso in modo sincrono, ed è interdetto alle temperature elevate: lavora nel modo a «tre livelli» e mantiene la temperatura ambientale ad un livello molto simile a quello previsto, prefissato.

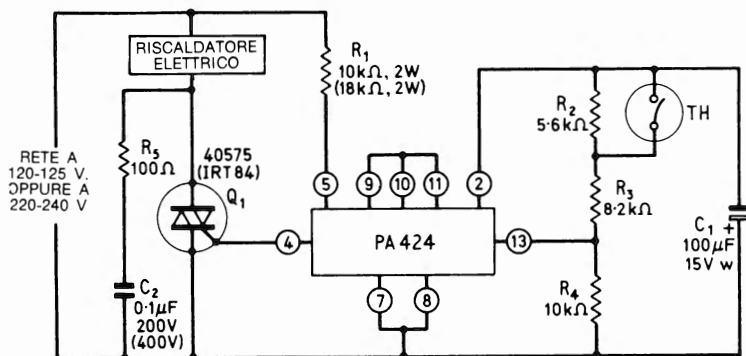



Figura 6.6 — Sistema di controllo per riscaldatori sincrono alla rete e pilotato da un termostato, che impiega un IC.

Progetti di regolatori variabili a ciclo integrale

Tutti i circuiti che abbiamo visto sino ad ora, sono dei controlli basilarmente orientati sulla funzione di «accesso-spento», alcuni prevedono anche una situazione intermedia, comunque non possono che regolare il riscaldamento «grossomodo». Con le attuali e senza dubbio giuste restrizioni nell'impiego di forti intensità elettriche, è molto importante che il controllo sia minuzioso; non vi è più nulla da sprecare, purtroppo: o sul piano ecologico, forse,

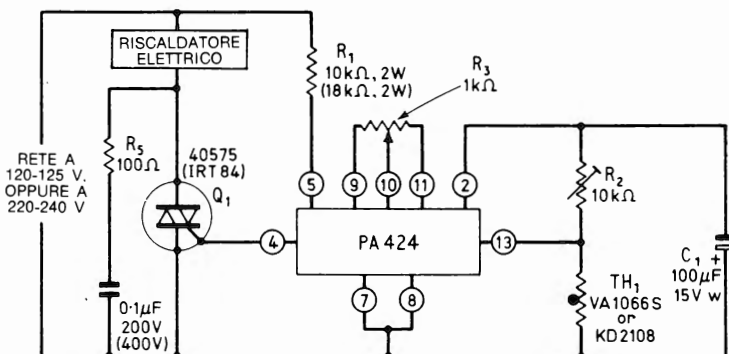



Figura 6.7 — Sistema di controllo per riscaldatori sincrono alla rete, controllato a termistor ed impiegante l'IC «PA424».

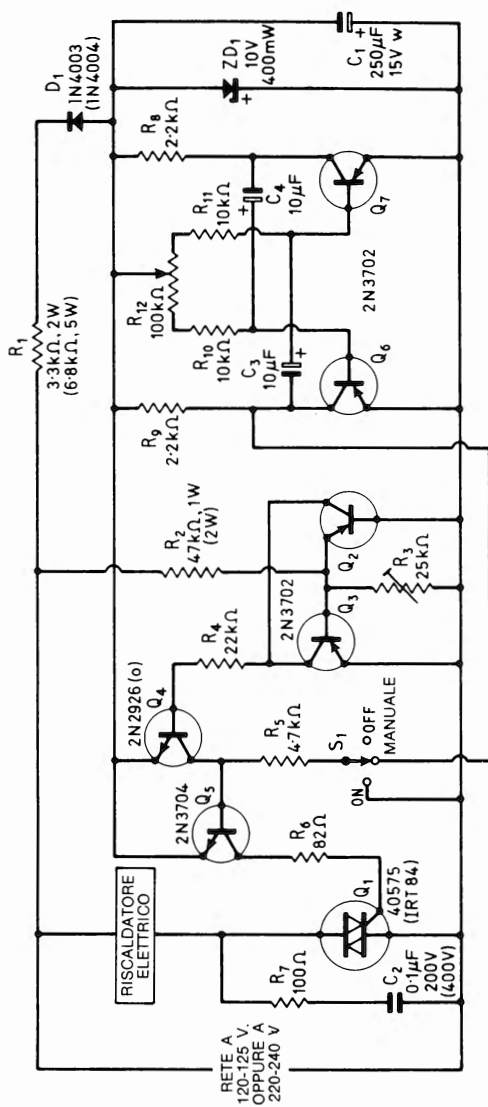



Figura 6.8 – Sistema di controllo integrale per un riscaldatore, regolabile manualmente.

per fortuna. Per le regolazioni minuziose, occorre avere dei sistemi di controllo completamente variabili e progressivamente graduabili. È possibile realizzare dei controlli progressivi per i sistemi di riscaldamento, completamente privi di interferenze R.F., impiegando la tecnica di commutazione a ciclo sincrono integrale, che prevede l'applicazione al carico costituito dalle resistenze, di un numero definito di semiperiodi su (per dire) ogni cento. Se, di conseguenza, al carico, giungono, ad esempio 50 semiperiodi su cento, il sistema riscaldante lavorerà al 50% della potenza prevista. Se i semiperiodi sono 90 su cento, il carico lavorerà al 90% della potenza e via di seguito.

La *Figura 6.8* mostra un circuito pratico di sistema di controllo per riscaldatore a ciclo integrale. Il funzionamento del complesso è abbastanza intuibile. $Q_2 - Q_3 - Q_4$ e Q_5 sono collegati come sistema di controllo sincrono e $Q_6 - Q_7$ formano un multivibratore astabile che applica un segnale rettangolare di controllo «on-off» alla R_5. Il funzionamento astabile, fa sì che Q_6 e Q_7 commutino alternativamente nella conduzione; se il Q_6 è nella conduzione al Q_5 perviene la polarizzazione di base tramite R_5, ed il triac è innescato in modo sincrono. Quando il Q_6 è interdetto, la polarizzazione della base non giunge più al Q_5, ed il triac è spento. Il multivibratore astabile ha un periodo totale di circa un secondo, ed il rapporto tra la conduzione di un transistor e dell'altro, può essere variato tra 11 : 1 e 1 : 11 tramite R_{12}. Di conseguenza, il riscaldatore rispetto a cento, può variare dall'8% ed il 92% tramite R_{11}; si tratta di una gamma di variazione molto buona, ma se si vuole proprio ottenere il riscaldamento pieno, si può agire su S_1. Analogamente se si vuole spegnere il dispositivo.

La variazione di potenza manuale, può essere aggiunta a tutti i sistemi di controllo già visti in precedenza, volendo. Si tratta solo di montare il multivibratore supplettivo ed un selettore che si adatti ai diversi schemi, sì da poter

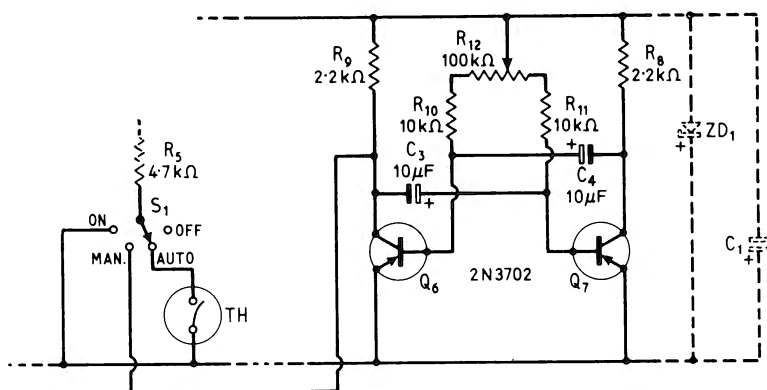



Figura 6.9 — Modifica al circuito precedente che introduce la possibilità di azionamento automatico, controllato a termostato, oltre che manuale.

ottenere o il funzionamento completamente automatico, o quello manuale. Le *Figure 6.9* e *6.10* mostrano come è possibile modificare nel migliore dei modi i circuiti visti nelle *Figure 6.3* e *6.4*. La *Figura 6.11* indica una versione integrata del sistema di controllo manuale e le *Figure 6.12* e *6.13* mostrano come si possono collegare i supplementi agli schemi di *Figura 6.6* e *6.7*.

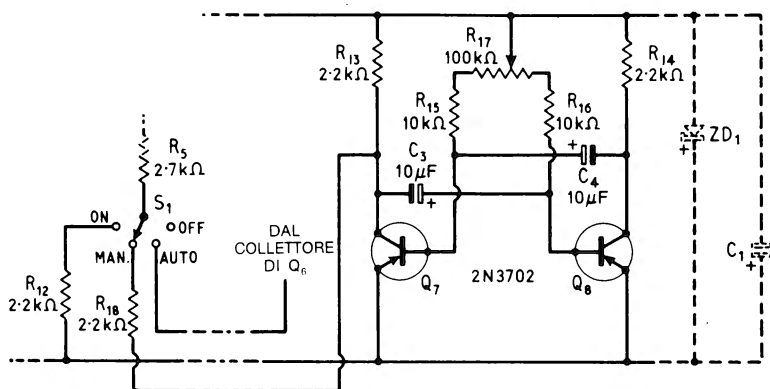



Figura 6.10 — Altra modifica al circuito di *Figura 6.4*. Con il circuito mostrato si ottiene il controllo manuale dalla minima alla massima potenza, per il riscaldatore.

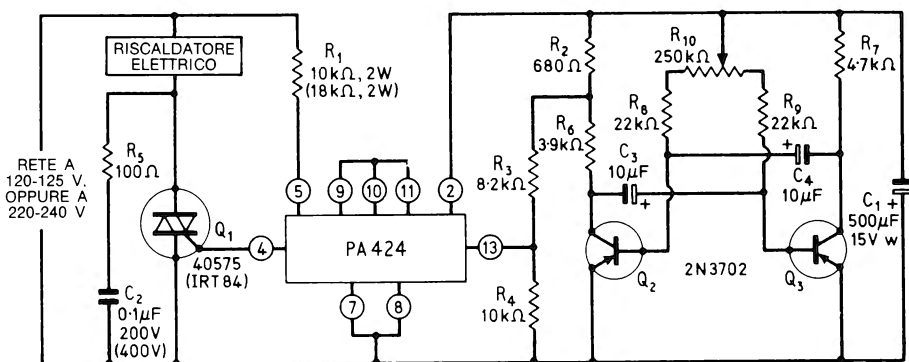



Figura 6.11 — Sistema di controllo a ciclo intero manuale, che utilizza l'IC «PA424».

Progetti di regolatori a ciclo integrale automatico

I regolatori sincroni controllati a termistor, possono essere progettati per funzionare a ciclo completo, integrale, dei sistemi riscaldanti, in modo da assicurare un livello di temperatura ambientale molto preciso. Il principio di

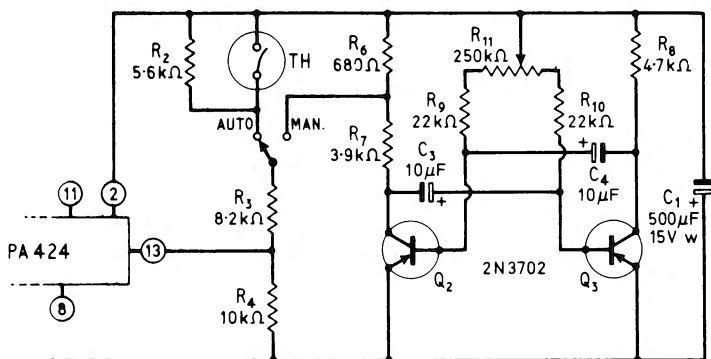



Figura 6.12 – Estensione del circuito di *Figura 6.6* intesa ad ottenere il controllo, a scelta, manuale o automatico.

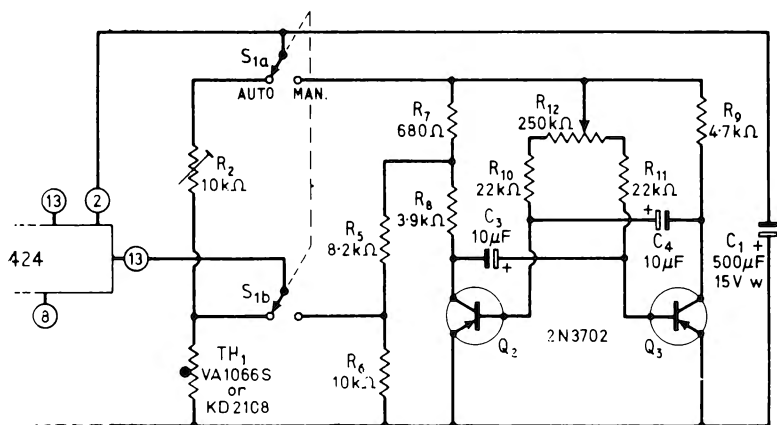



Figura 6.13 – Estensione del circuito di *Figura 6.7*, intesa ad ottenere il controllo manuale, oppure automatico tramite il termistore TH_1.

funzionamento di un sistema automatico di controllo del genere, può essere compreso osservando la *Figura 6.14*. La *Figura 6.14a* mostra il circuito di base del sensore di temperatura del sistema. Le resistenze $R_1 - R_2 - R_3 - R_3$ ed il TH_1 sono collegati in forma di ponte termosensibile, e $Q_1 - Q_2$ costituiscono un rivelatore differenziale bilanciato che applica all'occorrenza un segnale d'inibizione al sistema di controllo sincrono del riscaldatore tramite il collettore del Q_1. Un segnale a forma di dente di sega che ha un'ampiezza di 300 mV ed un periodo di un secondo, è applicato alla base del C_2 tramite C_1, ed il funzionamento del circuito prevede che il segnale d'inibizione sia portato al circuito «ON-OFF» sincrono quando il Q_1 s'interdice in seguito alla tensione presente al punto «B» che diviene più negativa di quella presente al punto «A».

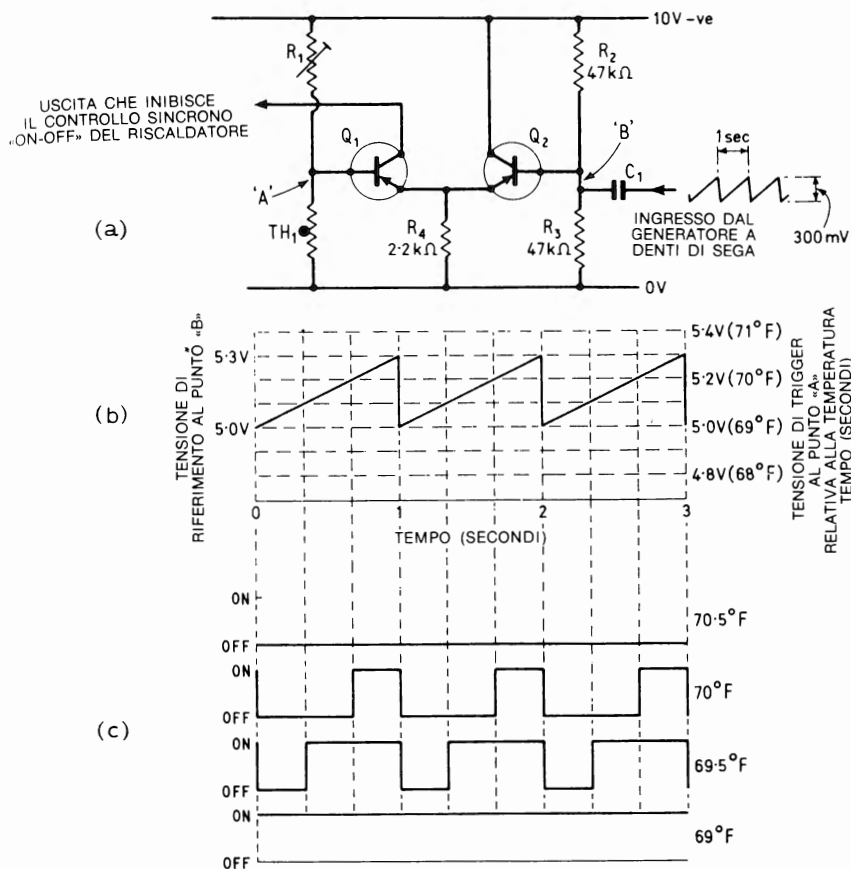



Figura 6.14 — In (a) settore sensibile alla temperatura facente parte di un sistema di controllo per riscaldatore a ciclo integrale. In (b) tensioni presenti ai punti «A» e «B» del circuito di *Figura 6.14a.* In (c) forma d'onda erogata al carico, formato del riscaldatore, da parte del circuito di controllo a ciclo integrale, alle varie temperature.

La *Figura 6.14b* mostra l'andamento delle tensioni che appaiono ai punti «A» e «B» nelle varie condizioni di temperatura, quando il circuito è regolato per mantenere una temperatura ambiente di 70° F, e la *Figura 6.14c* mostra i livelli d'uscita del sistema di controllo a quattro diversi livelli di temperatura. Come si vede, un segnale a dente di sega dalla ridotta ampiezza è sovrapposto ad un potenziale fisso di riferimento che vale 5 V al punto «B» del circuito, mentre al punto «A» appare un potenziale che varia con la temperatura. Il trimmer R_1 deve essere regolato in modo tale che la sua resistenza sia legger-

mente superiore a quella del TH_1 a 70° F (gradi Fahrenheit ≃ 21° C); in queste condizioni, al punto «A» si ricava una tensione di 5,2 V.

Ora, quando la temperatura dell'ambiente è minore di 69° F, la resistenza del TH_1 è più elevata ed il punto «A» rimane sempre più negativo del punto «B» cosicché il Q_1 lavora in permanenza ed il riscaldatore è alimentato in permanenza, come si vede nella *Figura 6.14c.* Quando la temperatura dell'ambiente sale, la resistenza del TH_1 scende e così il potenziale presente al punto «A» cala. Di conseguenza, il circuito attraversa una fascia di lavoro (tra 69° F e 70,5° F) nella quale il Q_1 è portato alternativamente nella conduzione e nell'interdizione dal dente di sega sovraimposto al punto «B». Quando la temperatura sale a 69,5° F, il Q_1 s'interdice, assieme al riscaldatore, per un terzo del periodo dell'onda a dente di sega che vale un secondo. In tal modo, il riscaldatore lavora a due terzi della potenza massima. A 70° F, sia il Q_1 che il sistema riscaldante sono posti a riposo per due terzi di ogni secondo, sicché il riscaldatore eroga solo un terzo della potenza massima. Se la temperatura ambientale, infine, sale a 70,5° F, la tensione applicata al punto «A» diviene permanentemente più positiva di quella che appare al punto «B», dimodoché sia il Q_1 che il sistema riscaldatore rimangono spenti in permanenza.

Un punto importante da notare, in merito al sistema autoregolante a ciclo integrale del sistema di riscaldamento, è che il circuito di controllo applica la piena potenza alla stufa, o altro dispositivo analogo, solo sino a che la temperatura dell'ambiente sale a circa un grado di differenza dal livello previsto, e che il calore è fatto scendere *progressivamente* sino a che si raggiunge con precisione il valore prefisso; in tal modo si può dire che il riscaldamento è esattamente proporzionale alle necessità ambientali. Una volta che il punto giusto sia raggiunto, infatti, il riscaldatore non si spegne del tutto, ma mantiene quel minimo di attività che serve per controbilanciare la naturale dispersione del calore. Il sistema riscaldante, in pratica, si spegne solo se la temperatura sale al di sopra del punto prefisso a cagione di qualche evento esterno, come ad esempio un aumento della temperatura naturale verso mezzogiorno. Sostanzialmente, il sistema realizza un eccellente automatismo per la regolazione della temperatura di qualsivoglia ambiente o locale.

La *Figura 6.15* mostra il circuito pratico di un sistema di controllo automatico a ciclo integrale per sistemi riscaldatori. Il circuito, a grandi linee, è simile a quello già visto nella *Figura 6.5*, sistema di controllo sincrono comandato.a termistor, ma ha un segnale a dente di sega dalla piccola ampiezza sovraimposto alla base del Q_7, che proviene dall'oscillatore unigiunzione Q_8. Detto segnale fa funzionare tutto il circuito come abbiamo visto in precedenza nei dettagli, ovvero nella minuziosa autoregolazione. La procedura per la regolazione del circuito è insperatamente semplice: si esegue come ora spieghiamo.

Prima di tutto, logicamente si connette la stufa o il sistema riscaldante ai suoi terminali, quindi si porta S_1 su «ON» e si regola R_3 nello stesso modo

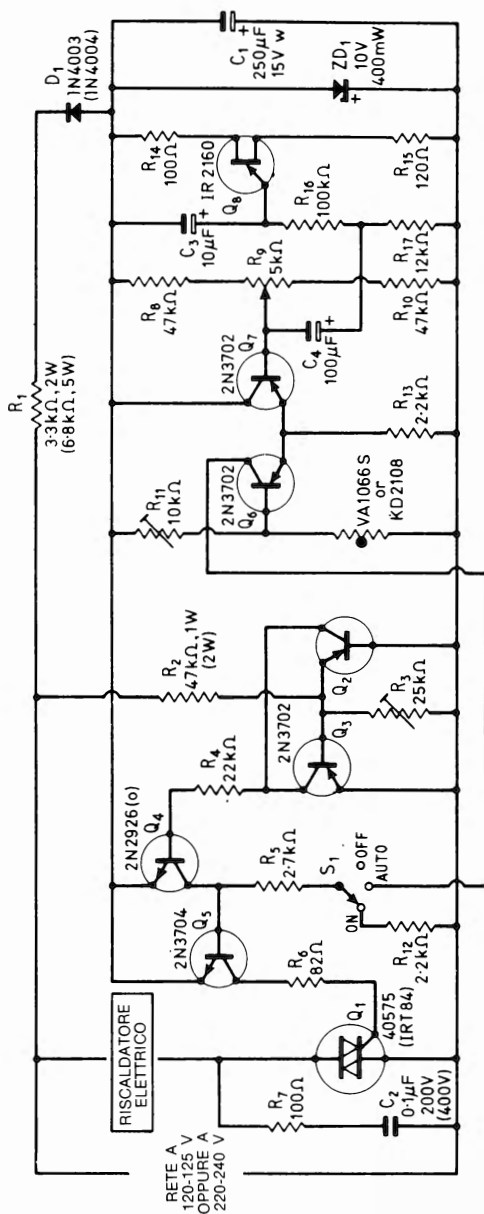



Figura 6.15 — Circuito autoregolatore a ciclo integrale per sistemi riscaldanti elettrici.

detto per il circuito di *Figura 6.5*. Si porta poi S_1 nella posizione «AUTO» ed R_9 a metà corsa, lasciando che il termistore raggiunga la «normale» temperatura di lavoro, quindi si aggiusterà R_{11} in modo che il calore emesso dalla stufa o dal calorifero cada ad un terzo del massimo. A questo punto la regolazione è terminata, ed il complesso è pronto all'uso. È possibile regolare il livello di temperatura che si desidera per diversi gradi rispetto al valore precedente tramite R_9.

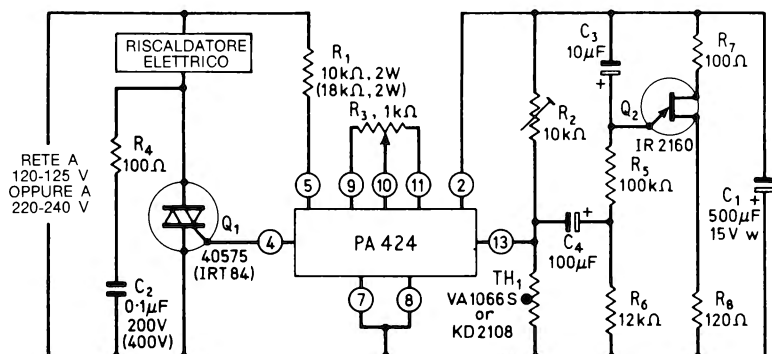



Figura 6.16 — Circuito autoregolatore a ciclo integrale per sistemi riscaldati elettrici che impiega l'IC «PA424».

Nella *Figura 6.16*, infine, si vede la versione integrata del sistema di controllo a ciclo completo per sistemi di riscaldamento. In pratica, il circuito non è altro che quello di *Figura 6.7* al quale è stato aggiunto un oscillatore a transistore unigiunzione.

CAPITOLO 7

15 SISTEMI DI CONTROLLO UNIVERSALI PER MOTORI ELETTRICI

I motori elettrici dagli avvolgimenti posti in serie, «universali» (cosiddetti perché possono funzionare direttamente sia in c.a. che in c.c.) sono spesso impiegati nei piccoli elettrodomestici come i frullini, le grattugie, le affettatrici ed in molti attrezzi come i trapani elettrici, le levigatrici e simili. I motori che servono nell'ambito della casa, sono invariabilmente alimentati a rete e quasi sempre prevedono una sola velocità di funzionamento.

La velocità unica spesso si dimostra un inconveniente, che può essere superato impiegando dei regolatori a variazione di fase impieganti degli s.c.r. o dei triac, o eventualmente dei quadrac. Questi circuiti che hanno in comune l'impiego di un elemento che fa parte della famiglia dei tiristori possono essere utilizzati per valutare le variazioni che intervengono nella velocità di rotazione dei motori e per variare l'alimentazione in modo tale da compensare le fluttuazioni in modo tale da far rimanere costante la velocità anche nelle condizioni di maggior carico. I sistemi di controllo della velocità a tiristori per sistemi motorizzati «universali» sono quindi assai utili, ed in questo capitolo ne tratteremo quindici.

Caratteristiche dei motori cosiddetti «universali»

Un motore del tipo «universale», consiste di un semplice avvolgimento di campo e di un rotore che sono collegati in serie, rispetto ai terminali esterni. Quando nel motore circola corrente, tra l'avvolgimento di campo ed il rotore si sviluppa un campo magnetico opposto, ed il rotore inizia a muoversi. Ruotando, genera un campo magnetico che produce una tensione opposta, come polarità, a quella applicata ai terminali. L'ampiezza di questa f.e.m. è proporzionale alla velocità di rotazione del rotore (motore). L'ampiezza della corrente che circola nel motore è proporzionale alla differenza tra la tensione applica e la f.e.m. generata dalla rotazione.

La potenza generata dal motore è proporzionale alla corrente. Osservando bene quanto detto, si nota che un motore del tipo universale ha delle caratte-

ristiche di autoregolazione, per quanto si riferisce alla velocità. Quando si alimenta un motore, nel primo istante il rotore è ancora fermo e la f.e.m. inversa ha un valore nullo, cosicché nel motore si ha forte intensità d'inizio-lavoro che produce una notevole potenza ed applica la massima accelerazione al rotore. In tal modo, la massima velocità di rotazione è raggiunta in breve tempo. Quando il motore lavora alla massima velocità, la f.e.m. inversa è elevata, sicché la corrente che circola e la potenza è relativamente limitata. Quando si applica un carico meccanico all'albero del motore, la velocità tende a calare. Man mano che la velocità cala, la f.e.m. inversa generata dal rotore si riduce a sua volta e la differenza tra questa f.e.m. e la tensione applicata cresce. Di conseguenza, la corrente, e la potenza che il motore deve produrre, crescono, tendendo a riportare il motore alla velocità originale. È ora evidente che il motore tende ad autocompensarsi, per la velocità di rotazione.

I motori «universali» possono lavorare altrettanto bene in c.c. ed in c.a. Questa caratteristica, permette a questo tipo di propulsori di lavorare a mezza onda, tramite un semplice rettificatore di rete, ed è di particolare interesse notare che, grazie alle caratteristiche autoregolanti della velocità un motore che lavori a mezza onda, cala la propria velocità e potenza erogata solo del 20% o meno, rispetto al funzionamento ad onda intera. Il fattore detto, consente di utilizzare, per il controllo dei motori, dei sistemi molto efficaci ed economici che impiegano degli s.c.r.

Un altro punto degno di nota, è che durante il funzionamento a mezza onda, il magnetismo residuo del motore fa sì che il rotore produca una f.e.m. inversa durante i cicli nei quali manca la conduzione. Tale f.e.m. è proporzionale alla velocità del motore; e può essere valutata da una semplice circuiteria elettronica che produca un segnale di controreazione in grado di stabilizzare il numero di giri.

Progetti di controllo della velocità funzionanti a semionda

Come abbiamo detto, se un motore «universale» è fatto lavorare a semionda, si ha solamente un calo del 20% della potenza e della velocità, rispetto ai valori normali ottenibili con il funzionamento ad onda intera. Per tale ragione, l'idea di realizzare dei sistemi di controllo operanti sui semiperiodi è assai attraente, considerando che comporta notevoli fattori di semplificazione ed economia.

Nella *Figura 7.1a* si vede il circuito di principio di un sistema di controllo della velocità funzionante a semionda, che funziona sul principio del trigger dato a ritardo di fase. R_1 e C_1 formano uno sfasatore variabile ed al tempo stesso un partitore che permette di dare il trigger allo s.c.r. con un ritardo che può giungere a 180° in ogni semiperiodo positivo. All'inizio di ciascuna semionda positiva, lo s.c.r. è spento, ed il sistema sfasatore $R_1 - C_1$ è alimenta-

to tramite il D_1. Dopo il previsto ritardo sulla fase, la tensione presente ai capi del C_1, raggiunge il valore necessario per innescare il sistema di trigger, che scattando nella conduzione, scarica il C_1 nel gate dello s.c.r. che innesca ed alimenta il motore, togliendo l'alimentazione al sistema $D_1 - R_1 - C_1$.

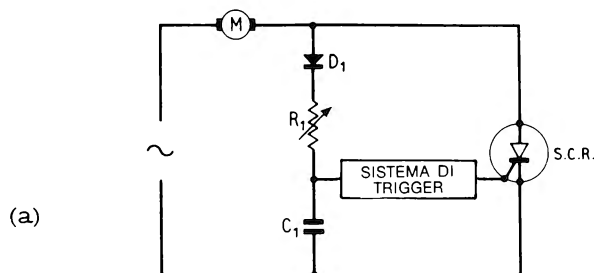



Figura 7.1a — Circuito fondamentale di un regolatore della velocità per motori elettrici alimentati a rete. Il sistema lavora a semionda.

Quando R_1 è regolato al minimo valore, il sistema $R_1 - C_1$ dà uno sfasamento trascurabile, sicché lo s.c.r. innesca rapidamente all'inizio di ciascun semiperiodo, cosicché al motore si applica una potenza piuttosto elevata. Quando R_1 è posto al massimo valore, il sistema $R_1 - C_1$ provoca un forte sfasamento ed una elevata attenuazione, cosicché lo s.c.r. innesca pochi gradi prima della fine di ogni semiperiodo positivo, ed al motore è applicata una potenza limitatissima, che in tal modo ruota ad una velocità molto bassa. In tal modo, la velocità di rotazione può essere variata da circa il massimo a zero regolando il valore di R_1.

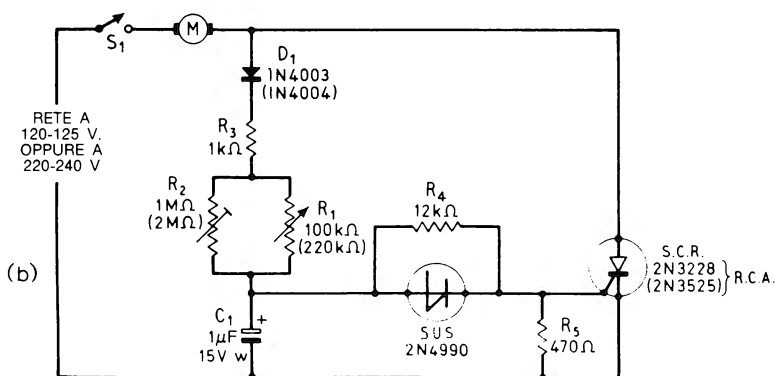



Figura 7.1b — Circuito pratico per il controllo a semionda dei motori cosiddetti «universali», che impiega un elemento s.u.s. quale trigger e che può essere impiegato con dei motori elettrici dall'assorbimento non superiore a 3 A.

La *Figura 7.1b* mostra lo schema definito del sistema di controllo a semionda, che come trigger utilizza un «s.u.s.». R_2, connesso in parallelo ad R_1, fa sì che il circuito possa essere regolato in modo da far scendere la velocità del motore molto vicino a zero, quando R_1 assume la massima resistenza, cosicché R_1 ha un'amplissima gamma di controllo. R_3 serve per limitare il picco di carica del C_1 ad un valore di sicurezza, quando R_1 è vicino al punto di minima resistenza. R_4 ed R_5 servono per scaricare il C_1 durante i semiperiodi negativi, ed assicurano che il complesso presenti un'inerzia trascurabile.

Nella *Figura 7.2*, si vede come il «s.u.s.» impiegato nel circuito di *Figura 7.1* possa essere sostituito da un sistema equivalente di trigger transistorizzato. In questo, Q_1 e Q_2 assumono una impedenza elevata sino a che la tensione ai capi del sistema non salga a circa 7,5 V; a questo livello, la coppia di transistori innesca «a reazione» come visto in precedenza per circuiti analoghi, ed assume uno stato di bassa impedenza scaricando il C_1 sul gate dello s.c.r. La tensione di trigger è determinata dal rapporto esistente tra R_5 ed R_6.

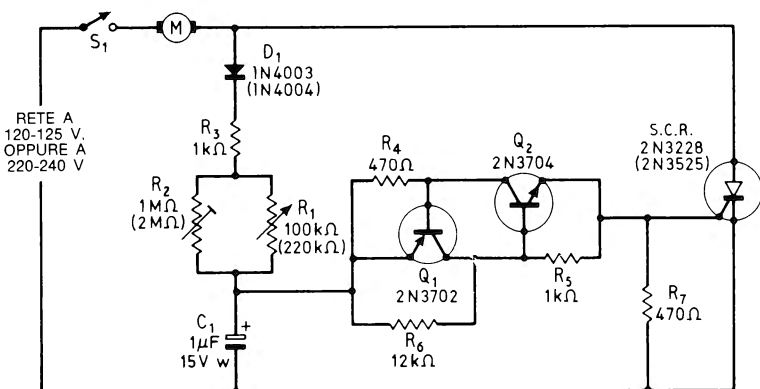



Figura 7.2 — Circuito per il controllo a semionda dei motori, nel quale, invece dell'elemento s.u.s. visto nello schema precedente, s'impiegano due transistori che formano il circuito di trigger. Anche questo sistema può essere utilizzato per delle correnti massime assorbite in 3 A.

La *Figura 7.3* mostra come si possa aggiungere un certo grado di autoregolazione della velocità al circuito di *Figura 7.2*. In questo caso, la R_9 è connessa in serie con il catodo dello s.c.r., quindi allorché il dispositivo è innescato, sulla resistenza avviene una caduta di tensione. L'ampiezza di picco di questo valore, è direttamente proporzionale all'ampiezza di picco della corrente del motore. Il C_2 si carica al valore di picco tramite D_2, e la tensione presente ai capi del condensatore perviene alla base del Q_2 tramite R_8 e riduce la tensione di trigger dell'interruttore elettronico costituito da Q_1 e Q_2.

Per comprendere le funzioni pratiche, supponiamo che il motore sia regolato ad una data velocità tramite R_1, e che il carico applicato all'albero au-

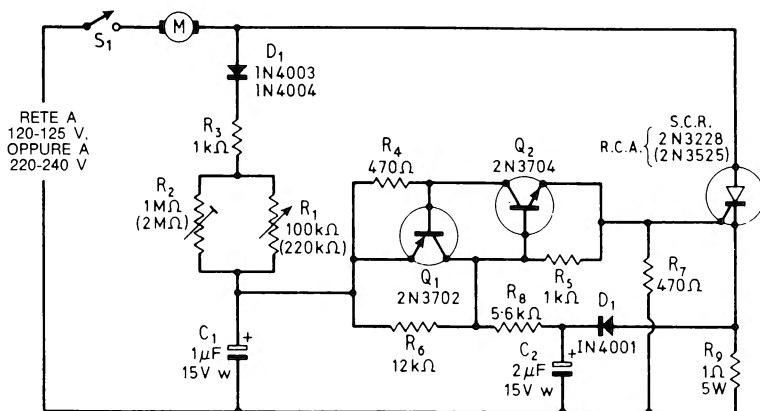



Figura 7.3 — Il circuito di *Figura 7.2* con l'aggiunta di un sistema di autoregolazione del numero di giri. Anche questo dispositivo può essere impiegato sino ad una massima corrente di carico di 3 A.

menti improvvisamente. Sotto la maggior influenza del carico, la velocità del motore tende a scendere, sicché la corrente interna cresce e la tensione di picco presente sulla R_9 aumenta. La tensione sul C_2 aumenta a sua volta, ed in tal modo la tensione d'innesco dell'interruttore elettronico diminuisce. Il sistema transistorizzato, e lo s.c.r., di conseguenza innescano *prima* sul semiperiodo positivo, cosicché l'alimentazione del motore aumenta automaticamente e tende a riportare la velocità di rotazione al suo valore originale. Si ha, in sostanza, una certa autoregolazione.

È da notare che il livello di regolazione del circuito visto non è particolarmente elevato, perché la relazione che intercorre tra la corrente che circola nel motore ed il funzionamento del sistema a scatto che funge da controllo, non è lineare. Tuttavia, il circuito così come è presentato, è assai migliore di quello di *Figura 7.2* che non prevedeva relazione alcuna. Per l'ottenimento dei migliori risultati in pratica, il valore della R_9 deve essere scelto tramite prove e sostituzioni, per il motore utilizzato.

La *Figura 7.4* mostra un modello alternativo di sistema di controllo della velocità autoregolato. Questo circuito avverte le variazioni della velocità del motore tramite la f.e.m. inversa prodotta dal rotore, ed impiega tali variazioni per far slittare il punto d'innesco dello s.c.r. mantenendo così una velocità costante per il propulsore in presenza di variazioni di carico. Questo sistema di regolazione ha un'efficienza molto elevata, ed il circuito è particolarmente valido per controllare la velocità di trapanini elettrici, di levigatrici e di altri arnesi che sono soggetti a repentine variazioni di carico.

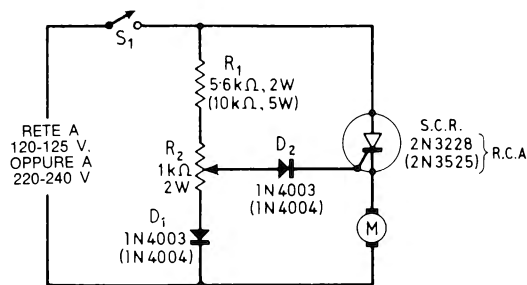



Figura 7.4 — Regolatore ad alte prestazioni che prevede un autocontrollo del numero di giri; può essere impiegato per motori che assorbano sino a 3 A.

Il circuito di *Figura 7.4*, malgrado l'efficienza puntualizzata, è sorprendentemente semplice. R_1 ed R_2 formano un semplice divisore di potenziale, mentre il D_1 serve da rettificatore a semionda. I componenti visti, servono per erogare una versione attenuata di ciascun semiperiodo positivo che si presenta al cursore di R_2, e tale tensione attenuata giunge al gate dello s.c.r. tramite il D_2. All'inizio di ciascun semiperiodo positivo, lo s.c.r. è spento ed una tensione che dipende dalla velocità di rotazione, giunge al catodo dello s.c.r. direttamente dal rotore. Quando la tensione istantanea derivata dalla rete che perviene al gate supera quella del catodo in ciascun semiperiodo positivo. Il D_2, con il gate dello s.c.r. risultano polarizzati nel senso diretto, quindi lo s.c.r. è sottoposto a trigger ed alimenta il motore durante tutta la parte che segue del semiperiodo.

Se quindi R_2 è regolato in modo tale che una maggior parte della tensione di rete appaia al cursore, il gate dello s.c.r. diviene polarizzato direttamente, ed il semiconduttore conduce e applica la rete al motore abbastanza verso l'inizio di ciascuna semionda; in tal modo il motore gira molto rapidamente. Se, al contrario, R_2 è regolato in modo tale che una piccola frazione della rete sia presente al cursore di R_2, il gate dello s.c.r. raggiunge la polarizzazione diretta in un punto assai più avanzato del semiperiodo positivo, ed in tal modo lo s.c.r. porta al carico una potenza di molto inferiore, sicché il motore ruota piano.

A questo punto, si deve notare che, siccome la tensione di picco di ciascun semiperiodo intercorre quando si ha un angolo di fase pari a 90°, questo circuito non può essere sottoposto a trigger attraverso il gate dello s.c.r. dopo che sia trascorsa l'angolazione di 90° in ciascun semiperiodo positivo. Ciò vuol dire che quando lo s.c.r. innesca, come minimo applica un quarto della potenza al motore. Tale caratteristica, non va a scapito delle prestazioni ai regimi bassi, grazie al fenomeno che gli anglofoni conoscono come «skip-cycling».

Per spiegarlo, supponiamo che R_2 sia regolato in modo tale che una mini-

na frazione della tensione di rete appaia al cursore dello R_2, e che il motore di conseguenza lavori ad un basso regime di giri, in mancanza di carico. Siccome il motore produce una f.e.m. molto bassa alle velocità inferiori, lo s.c.r. riceve un trigger dal valore basso, da parte del cursore di R_2, quindi l'alimentazione al carico, è la minima possibile nel quarto di ciclo. Peraltro, la «fetta» di semiperiodo che alimenta il motore aumenta rapidamente e la tensione f.e.m. aumenta al punto in cui supera il picco (90°) sul cursore di R_2 durante il semiperiodo positivo che segue.

In tali condizioni, lo s.c.r. non conduce più nel semiperiodo positivo ed in tal modo, visto che il motore è privato dell'alimentazione, la velocità decade. Si raggiunge infine un punto nel quale la velocità del motore e la f.e.m. giungono a valori molto bassi; in questa situazione lo s.c.r. torna ad innescare. Lo s.c.r. però a questo punto eroga al carico una potenza molto bassa, e tutto il procedimento si ripete di continuo. Lo «skip-cycling» interviene una volta per semiperiodo, in relazione a come è regolato il controllo di velocità R_2. In quest'ultimo caso, la velocità di rotazione del motore, che è alimentato per poche centinaia di millisecondi, sarà molto bassa, ed in tal modo, la regolazione di R_2 permette di variare la velocità di rotazione dal massimo a zero. Siccome il motore ha una massa considerevole, che produce una considerevole inerzia, e siccome gli impulsi sono erogati nell'ordine di dieci al secondo, anche se il motore in pratica è alimentato «a tratti» il controllo sull'intera gamma di velocità si effettua in maniera apparentemente continuativa, senza avvertibili «scatti» o «salti».

L'autoregolazione della velocità del motore, interviene perché il circuito avverte la variazione della f.e.m. che dipende appunto dalla rapidità di rotazione, e che intercorre in tutta la gamma di controllo. Supponiamo che R_2 sia regolato in modo tale che lo s.c.r. inneschi poco dopo l'inizio di ciascun semiperiodo, quindi che il motore ruoti ad una velocità piuttosto alta senza carico, e poi che un forte carico sia bruscamente applicato all'alberino del rotore. Sotto carico. com'è ovvio, la velocità di rotazione decade, ed il tal modo si ha anche la limitazione della f.e.m. Riducendosi la f.e.m. il gate dello s.c.r. diviene polarizzato direttamente in ogni semiperiodo, cosicché lo s.c.r. ha il proprio gate polarizzato *prima* durante i semiperiodi ed aumenta l'alimentazione complessiva del motore. La maggior alimentazione aumenta la potenza del dispositivo, ed aumenta la velocità sino al raggiungimento del valore originale; in sostanza, si hanno variazioni molto piccole nella rapidità di rotazione.

Le caratteristiche di autoregolazione sono particolarmente apprezzabili quando il motore lavora nella conduzione «skip-cycling». Supponiamo per conferma, che, il motore funzioni a velocità bassa, con un carico limitato, e che il fenomeno di «skip-cycling» intervenga (per dire) ogni dieci cicli. Il numero dei «*salti di cicli*» (tale potrebbe essere la traduzione del termine inglese) è determinato dalle caratteristiche di decelerazione del motore, e tali caratteristiche sono in gran parte influenzate dal carico applicato al motore stesso.

Se, quindi, il carico aumenta moderatamente, il rapporto di decelerazione può raddoppiare, con lo «skip-cycle». Se il carico aumenta ancora il rapporto di «skip» si riduce ancora, e se al motore è applicato un carico eccezionale, il rapporto di decelerazione può divenire talmente grande, che il salto di cicli termina e lo s.c.r. innesca in ciascun semiperiodo positivo cercando di mantenere costante la velocità del motore. Da quanto detto, si vede che, come premesso, il circuito esaminato ha eccellenti caratteristiche d'autoregolazione in una vasta gamma di carichi e di velocità.

Siccome il circuito applica al motore un quarto di ciclo, nella condizione «skip-cycling» il motore produce una notevole coppia, o momento torcente, quando è regolato per delle basse velocità di funzionamento. Si ha però contemporaneamente una sorta di «fremito» sull'armatura, che moltissimi utenti giudicano preoccupante. Il «fremito» può essere ridotto, anche se a spese della coppia massima alle basse velocità, modificando il circuito come si vede nella *Figura 7.5*. In questa, il C_1 produce uno slittamento di fase nel sistema di controllo del gate e permette che il minimo angolo d'innesco sia inferiore ad un quarto di ciclo, quindi al motore si possono applicare dei piccoli aumenti di potenza. Il valore del C_1 sarà scelto (tra 1 μF e 10 μF) per ottenere un ragionevole compromesso tra una buona coppia ed un piccolo «tremolio» alle velocità basse, ed indubbiamente tale compromesso è interamente una questione di preferenze personali. L'autore, ad esempio, preferisce il circuito di *Figura 7.4* senza alcun tipo di modifica.

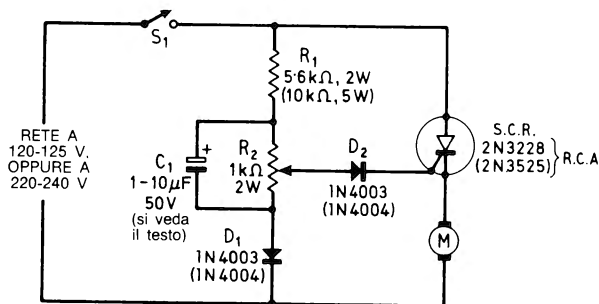
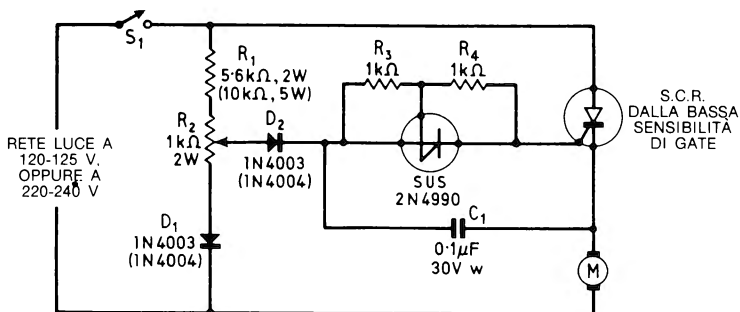



Figura 7.5 — Regolatore ad alte prestazioni, con autocontrollo del numero di giri, e con l'aggiunta di un condensatore che evita forti vibrazioni al motore ai bassi regimi di rotazione. Anche questo prevede l'applicazione di un carico massimo di 3 A.

Un piccolo svantaggio dato dai circuiti di *Figura 7.4* e *7.5*, è che il sistema $R_1 - R_2$ deve poter offrire il controllo completo al gate dello s.c.r., quindi quest'ultimo deve essere un modello abbastanza sensibile, altrimenti i valori di R_1 ed R_2 devono essere talmente abbassati da dissipare una potenza eccessiva sotto forma di calore. La *Figura 7.6* mostra un circuito che consente di

Figura 7.6 — Altro regolatore dalle prestazioni molto elevate, sempre funzionante a semionda, nel quale il gate dello s.c.r. è controllato da un sistema formato da uno s.u.s. e da un condensatore «asservito».

superare il «difetto» e permette d'impiegare anche uno s.c.r. dalla limitata sensibilità quindi dal basso costo.

In quest'altro regolare, il C_1 è impiegato per immagazzinare una corrente di carica proporzionale alla differenza in tensione che è presente tra il cursore di R_2 ed il catodo dello s.c.r. durante ciascun semiperiodo. Quando la tensione del C_1 supera la tensione diretta di conduzione dello s.u.s. (all'incirca di 1,2 V con i valori indicati per i componenti) tale semiconduttore innesca e scarica rapidamente il C_1 nel gate dello s.c.r. pilotando quest'ultimo nella conduzione. Sostanzialmente, quindi, la corrente del gate dello s.c.r. è fornita dal C_1 che funziona da condensatore «asservito», e non direttamente da R_1 ed R_2, che di conseguenza possono avere dei valori piuttosto bassi.

Figura 7.7 — Sistema regolatore dalla prestazioni elevate, sempre funzionante a semionda, che tende a mantenere la velocità del motore sempre identica a quella prefissata. Il sistema di trigger per i gate impiega una coppia di transistori ed il condensatore «asservito».

Nella *Figura 7.7* si vede come sia possibile sostituire lo s.u.s. di *Figura 7.6* con una coppia di transistori che formano un «interruttore a reazione» del tipo già visto in precedenza. In pratica, anzi, tale circuito è eguale a quello illustrato nella *Figura 7.6*.

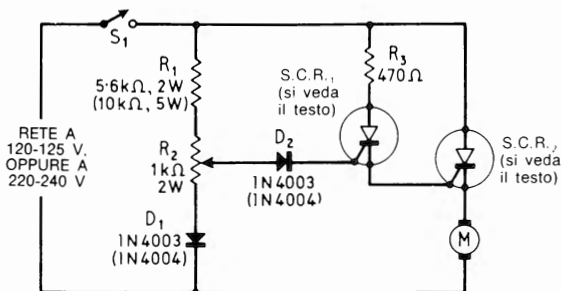



Figura 7.8 — Sistema di controllo ad alte prestazioni, autoregolatore, a semionda, che impiega uno s.c.r. asservito.

Nella *Figura 7.8* infine, appare un'altra soluzione al problema della sensibilità. In questo caso, lo SCR_1 serve come dispositivo di servizio; si tratta di uno s.c.r. di piccola potenza, dalla corrente massima di 1 A circa, che quindi ha una elevata sensibilità. Questo s.c.r. è pilotato nello stesso modo di quello di *Figura 7.4*, ma quando entra nella conduzione, attiva lo s.c.r. principale, ovvero lo SCR_2, che in tal modo funziona come se avesse una sensibilità molto elevata. A parte le differenze puntualizzate, i circuiti che appaiono nelle *Figure 7.6*, *7.7* e *7.8* funzionano esattamente come quello visto nella *Figura 7.4*.

Progetti di regolatori ad onda intera

Come è stato detto in precedenza, se un motore universale è alimentato ad onda intera, eroga una velocità superiore del 20 per cento, rispetto al funzionamento a semionda. I controlli ad onda intera, quindi, rendono possibile ottenere le massime prestazioni dai motori asserviti, anche se la differenza non è poi così sostanziale. Vi è però uno svantaggio, nell'impiego dei regolatori ad onda intera, ed è che difficilmente questi sistemi possono essere muniti di un circuito che regoli automaticamente la velocità. In pratica, nessun regolatore ad onda intera, può competere nel costo e nelle prestazioni con il circuito di *Figura 7.4*.

Malgrado ciò, i regolatori ad onda intera sono tutt'altro che in disuso, e l'elemento di controllo, in questi casi, è sempre o un triac o un quadrac. In

questo paragrafo del manuale, tratteremo quindi otto progetti di regolatori che impiegano o il triac o il quadrac, per la migliore informazione del lettore. Tutti questi circuiti, ovviamente impiegano il controllo a ritardo di fase ed in pratica sono semplici sviluppi di quei sistemi per la regolazione della luminosità emessa dalle lampade che abbiamo esaminati nel Capitolo 5. Il lettore, anzi, è pregato di rivedere brevemente il Capitolo 5, per i dettagli generali della materia.

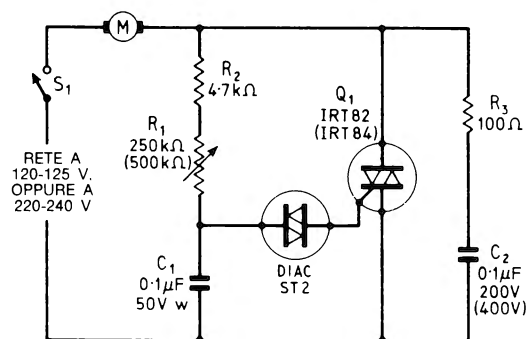



Figura 7.9 — Semplice regolatore della velocità dei motori a triac.

Nella *Figura 7.9* si vede il circuito pratico di un semplice sistema di controllo ad onda intera, che come elemento di controllo utilizza un triac. Il circuito è simile a quello visto nella *Figura 5.16b*, salvo che il filtro R.F. costituito da L_1 e C_2 nella *Figura 5.16b* è eliminato (visto che la soppressione dei disturbi è ottenuta automaticamente tramite l'induttanza del motore) e s'impiega il filtro contro i picchi di tensione costituito da R_3 e C_2. Visto che il motore ha una precisa natura induttiva, le tensioni e correnti principali che circolano nel triac sono sfasate. Di conseguenza, si hanno dei transistori dalla tensione molto elevata quando il triac disinnesca alla fine di ciascun semipe-

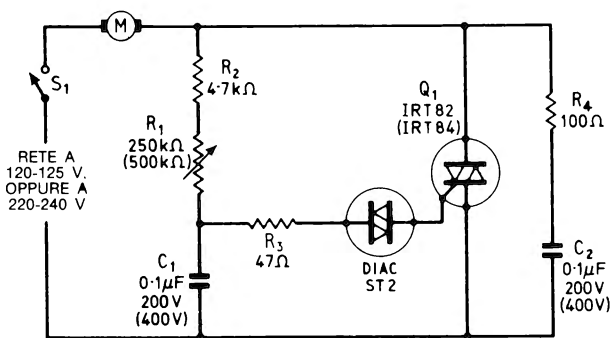



Figura 7.10 — Regolatore di velocità per motori, a triac, migliorato.

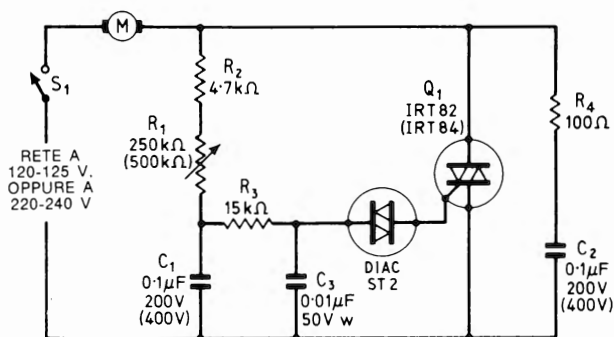



Figura 7.11 — Regolatore di velocità per motori, a triac, elaborato con l'aggiunta di un condensatore «asservito» sul circuito di trigger per il gate.

riodo; se non si prevedessero R_3 e C_2, queste sovratensioni potrebbero riaccendere in modo parassitario il triac.

Come è stato detto nel Capitolo 5, il circuito di *Figura 7.9* soffre di una certa «inerzia» provocata dalle variazioni istantanee della carica che appaiono ai capi del C_1 quando il diac innesca e porta nella conduzione il triac durante ciascun semiperiodo. La *Figura 7.10* mostra come tale inerzia possa essere ridotta collegando la R_3 in serie al diac. Le *Figure 7.11* e *7.12* mostrano come l'inerzia possa essere ulteriormente ridotta impiegando un secondo condensatore asservito sul sistema di trigger del gate. I circuiti che si osservano nelle *Figure 7.10*, *7.11* e *7.12* rappresentano uno sviluppo di quelli delle *Figure 5.17*, *5.18* e *5.19*, rispettivamente. I quattro circuiti a triac mostrati nelle *Figure* da *7.9* a *7.12* possono tutti controllare dei motori che abbiano una corrente di 8 A se è utilizzata la rete a 120-125 V e sino a 10 A se s'impiega la rete a 220-240 V.

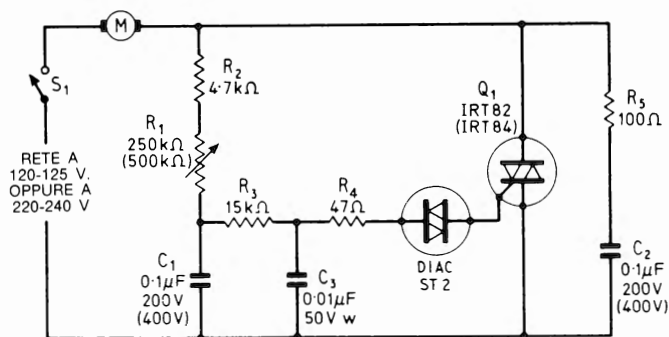



Figura 7.12 — Regolatore a triac della velocità dei motori perfezionatissimo, dalla minima inerzia, quindi dalla massima precisione.

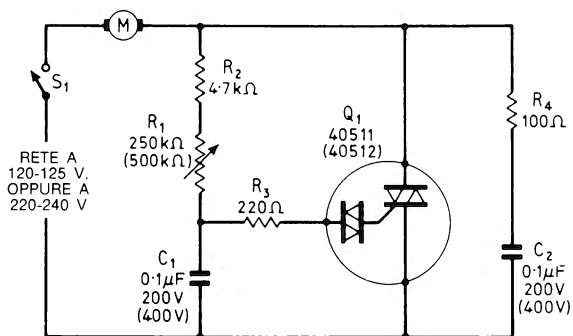



Figura 7.13 — Semplice regolatore della velocità dei motori che utilizza un quadrac.

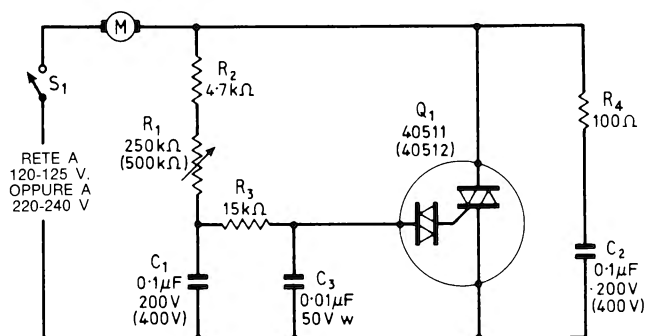



Figura 7.14 — Regolatore a quadrac migliorato con l'introduzione della R_3 e del condensatore asservito C_3.

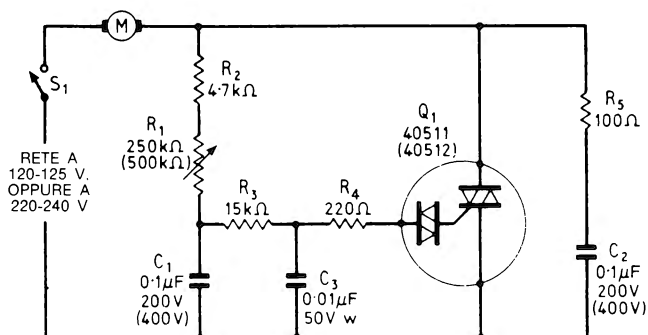



Figura 7.15 — Regolatore a quadrac ancora migliorato che ha una inerzia assolutamente trascurabile. Può essere considerato, nel suo genere, quasi perfetto.

Per finire con l'argomento, diremo ancora che i circuiti presentati nelle *Figure 7.13*, *7.14*, *7.15* mostrano come si possano rielaborare i circuiti delle *Figure 7.10*, *7.11* e *7.12* per l'impiego di un quadrac, al posto dei diac e triac separati. I quadrac indicati nei circuiti sono già provvisti di un radiatore di fabbrica, ed in tal modo possono sopportare delle correnti r.m.s. di 2,2 A per i motori, alla temperatura ambientale di 25° C. Se ai radiatori incorporati si fissano dei dissipatori esterni dalle dimensioni piuttosto estese, le correnti in circolazione possono raggiungere i 6 A a delle temperature per i «case» che possono a loro volta salire a poco meno di 75° C.

CAPITOLO 8

5 PROGETTI VARI

Gli S.C.R. possono essere utilizzati in un gran numero di utili dispositivi che non rientrano in nessuna delle categorie indicate in testa ai vari capitoli precedenti. In questo capitolo conclusivo, tratteremo appunto cinque di tali progetti un po' particolari. Vedremo due caricabatterie automatici funzionanti a 12 V, un regolatore della velocità dei trenini e due temporizzatori automatici per tergicristallo, da utilizzare nelle automobili.

Progetti di caricabatterie automatici

Nella *Figura 8.1*, si osserva il circuito pratico di un sistema di carica per batterie automatico, ovvero autoregolante. Il complesso carica l'accumulatore con una corrente che va da 3 a 5 A quando il detto si presenta completamente «a terra», poi riduce pian piano l'intensità di carica, sin che si ottiene il ripristino completo. L'indicatore di 4 A fondo scala è un accessorio opzionale che può servire per l'osservazione di come procede il ciclo di lavoro. Il tutto funziona come ora diremo.

Il trasformatore T_1 abbassa la tensione di rete a 17 V, ed il circuito a ponte che comprende i diodi da D_1 a D_4 rettifica questo valore, applicando la corrente di carica alla batteria tramite $M_1 - R_1$ e lo SCR_1. La corrente per il gate dello SCR_1 è derivata dalla tensione pulsante rettificata tramite LP_1 e D_5. Lo SCR_2 è collegato tra il D_5 e LP_1, tramite R_6, ed il negativo dell'alimentazione. La sua corrente di gate, è caricata dalla batteria sotto carica tramite $R_2 - R_3 - R_4$ che formano un divisore di potenziale, ed il diodo zener ZD_1. R_3 è regolato in modo tale da ottenere che lo SCR_2 entri in conduzione solo se la batteria raggiunge la tensione di 14,3 V considerata quella di massima carica totale.

Quindi, allorché la batteria da caricare è collegata all'apparecchio, la sua tensione è certamente minore di 14,3 V, quindi lo SCR_2 risulta interdetto. In queste condizioni, lo SCR_1 riceve il trigger tramite LP_1 e D_5, quindi inizia a condurre al principio di ciascun semiperiodo che giunge dal rettificatore a

ponte. Il tal modo all'accumulatore sotto carica, giunge la corrente tramite $R_1 - M_1$ e lo SCR_1 medesimo. R_1 limita la corrente a 3 o 4 A quando la batteria ha una tensione compresa tra 10 e 14 V.

Man mano che l'accumulatore si carica, la tensione presente ai suoi terminali si eleva gradualmente e finisce per raggiungere 14,4 V al termine del ciclo di ripristino. A questo livello, lo SCR_2 riceve il trigger tramite lo ZD_1, ed innescando porta il punto di riunione di D_5 ed LP_1 ad un livello molto basso, quindi, in pratica, toglie la polarizzazione al gate dello SCR_1 che smette di condurre alla fine del semiperiodo successivo, togliendo l'alimentazione all'accumulatore. Non appena SCR_2 innesca, la LP_1 si accende, manifestando lo stato del circuito, e di conseguenza quello di massima carica raggiunta.

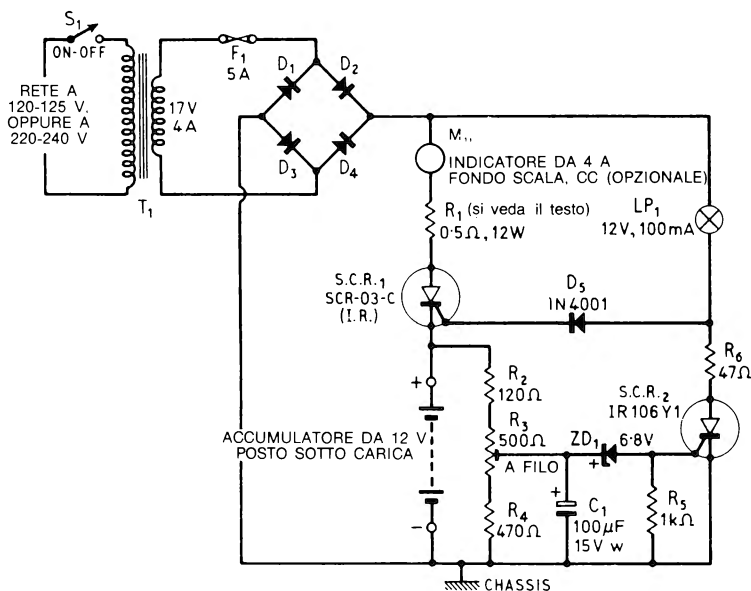



Figura 8.1 — Caricabatteria autoregolato per accumulatori da 12 V. I diodi da D_1 a D_4 sono da 5 A o più potenti e da 30 V p.i.v.

Ora, se la segnalazione non è scorta, una volta che la corrente di carica sia troncata, la tensione misurabile ai terminali della batteria scende con una certa rapidità dal valore massimo raggiundo 14,3 V, cosicché lo SCR_2 torna a riposo e permette allo SCR_1 di innescare nuovamente e di ri-erogare corrente alla batteria. Il calo della tensione è proporzionale allo stato di carica della batteria, se quindi la batteria era appena giunta allo stato di massima carica il tempo necessario perché SCR_1 torni in azione è breve.

Una volta che la batteria abbia raggiunto la carica piena perfetta, il tempo di riduzione si prolunga, ed SCR_1 conduce solo un semiperiodo ogni tanto,

ad esempio uno ogni dieci o simili e la corrente di carica in tal modo si riduce ad un valore critico e minimo, di alcune centinaia di mA. In tal modo, non si ha un vero e proprio «spegnimento» della corrente di carica, ma anzi circola una intensità che mantiene l'accumulatore nella miglior condizione, pressoché all'infinito, sin che è collegato all'apparecchio.

Il circuito di *Figura 8.1* presenta alcuni piccoli problemi di realizzazione e messa a punto che sarà bene chiarire. La R_1 dal valore nominale di 0,5 Ohm deve avere una potenza assai importante: 12 V. Se l'elemento risulta difficile da reperire in commercio, può essere realizzato collegando in serie due coppie di resistenze da 0,5 Ohm a 3 W. La R_1 serve per mantenere la corrente di carica nel limite di 5 A allorché si collega al complesso una batteria completamente «a terra», o del tutto scarica. La corrente, in condizioni del genere, potrebbe essere assai più elevata, ed allora, nel caso, è bene aumentare un poco il valore della R_1 per tenere l'intensità nei limiti massimi.

La miglior regolazione di R_3, può essere conseguita collegando un accumulatore da 12 V *completamente carico* ai terminali, per una durata di due o tre ore, quindi ruotando CON MOLTA LENTEZZA il regolatore in modo tale che la LP_1 inizi ad illuminarsi e la corrente di carica scenda da 1 A o simili.

L'unico difetto del circuito di *Figura 8.1* è che il fusibile salta immancabilmente se i terminali di carica sono accidentalmente cortocircuitati. Nella *Figura 8.2* si vede una modifica al circuito che può essere adottata per eliminare questo, per altro trascurabile, a ben vedere, fastidio. In quest'altro schema, il Q_1 è collegato come generatore di corrente costante a 4 A, ed è in serie con il flusso di carica dell'accumulatore; in tal modo, si limita il picco di carica anche se i terminali sono accidentalmente cortocircuitati. Se accade un cortocircuito, la lampadina LP_2 si accende. Il circuito, nei dettagli, funziona come ora diremo.

Q_1 è collegato come «emitter follower», ed il cui carico è la resistenza R_6. La corrente di collettore deriva dal circuito di carica. D_6 e C_2 formano un semplice sistema di spianamento che eroga una corrente fissa ai diodi $D_7 - D_8 - D_9$ ed alla base del Q_1 tramite R_7. Di conseguenza, una tensione fissa eguale alle tensioni dirette combinate dei $D_7 - D_8$ e D_9 appare alla base del Q_1. Dato il tipo di connessione, il valore detto, meno la caduta diretta di tensione tra la base e l'emettitore del Q_1, appare sulla R_6. La tensione sulla R_6 è quindi costante, ed ha un'ampiezza di circa 1,2 V. In queste condizioni si ha una corrente di carica 4 A che scorre nella R_6 tramite Q_1. La corrente circola nel collettore del Q_1 tramite il sistema di carica ed è costante.

Se ai terminali esterni del complesso si collega una batteria carica, ai reofori appare quasi tutta la tensione di carica. Nelle condizioni dette, tra l'emettitore ed il collettore del Q_1 si sviluppa una tensione molto bassa, ed il transistor è vicino alla saturazione. Se, al contrario, i terminali d'uscita sono posti in corto, quasi tutta la tensione appare sul Q_1, invece che sui reofori. In tal

modo la lampada LP_2 che è connessa in parallelo al Q_1 tramite R_8 si accende ed indica che all'uscita vi è un cortocircuito.

Se si vuole realizzare il complesso di *Figura 8.2*, si deve tenere presente che il Q_1 può giungere a dissipare 50 e 60 W quando i terminali d'uscita sono in corto, ed allora è necessario rivettarlo direttamente sul contenitore dell'apparecchio, che logicamente sarà metallico. Non occorre alcun isolamento in mica, visto che il collettore è a massa. È bene impiegare un po' di grasso al silicone, spalmato sulla lamiera metallica e sul fondello del transistore per favorire il massimo trasferimento termico. R_3 sarà regolato come si è già detto per il circuito di *Figura 8.1*.

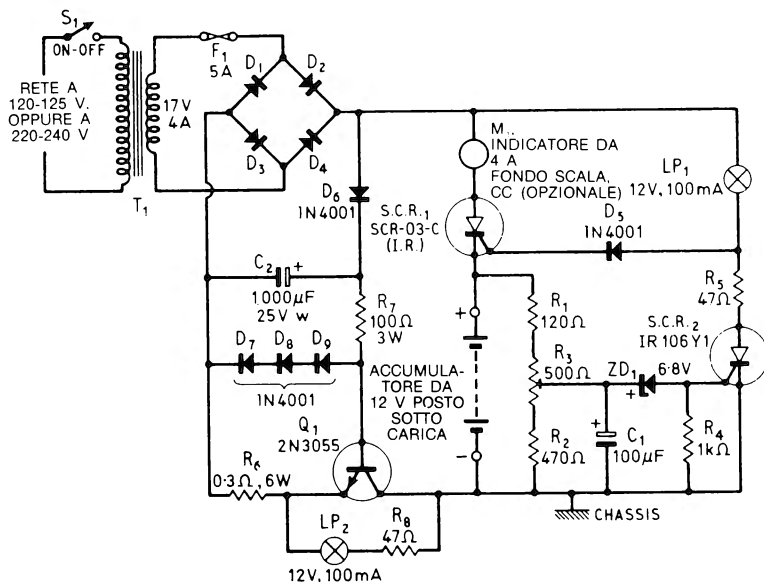



Figura 8.2 — Caricabatteria autoregolato e protetto dai cortocircuiti all'uscita. I diodi da D_1 a D_4 sono da 5 A o più potenti e da 30 V p.i.v.

Un regolatore di velocità per trenini elettrici

La *Figura 8.3* mostra il circuito pratico di un regolatore della velocità per treni elettrici riprodotti in scala. Il complesso permette di regolare da zero al massimo, la velocità dei trenini che funzionano a 12 V, senza sbalzo alcuno. La massima corrente ricavabile dal complesso è 1,5 A, e l'apparecchio incorpora una protezione contro i sovraccarichi che limita comunque la massima intensità anche se vi è un cortocircuito tra le rotaie. Questa utile caratteristica elimina la necessità di sostituire troppo spesso il fusibile e rende il complesso virtualmente indistruttibile.

Il funzionamento del tutto è molto semplice. La tensione di rete è abbassata dal T_1 ed il valore risultante è rettificato dal ponte che impiega i diodi dal D_1 al D_4. All'inizio di ciascun semiperiodo della tensione, lo s.c.r. è interdetto, quindi la tensione è applicata all'u.j.t. Q_1 ed al transistor bipolare Q_2 tramite R_1 e lo zener ZD_1. Non appena il C_1 inizia a caricarsi tramite R_7 ed il parallelo di resistenze variabili $R_8 - R_9$, dopo un intervallo prefissato l'u.j.t. innesca e produce a sua volta l'innesco dello s.c.r. Non appena lo s.c.r. va nella saturazione, toglie del tutto la tensione allo stadio del Q_1 (che in tal modo si resetta) ed al Q_2, quindi applica la parte che rimane del semiperiodo al modello di treno attraverso R_2 ed S_3.

Regolando R_8, sia lo u.j.t. che lo s.c.r. possono essere portati al livello di trigger non appena inizia ciascun semiperiodo, o verso la fine, o in ogni posizione intermedia. Si ottiene quindi il controllo in fase dello s.c.r., e ruotando R_8, è possibile ottenere la variazione da zero al massimo della velocità del trenino. R_9 permette di limitare l'escursione di R_8 a quanto serve per la copertura della gamma prevista. La lampadina LP_1 è collegata direttamente in parallelo all'uscita del dispositivo, quindi, l'intensità di luce emessa è proporziona-

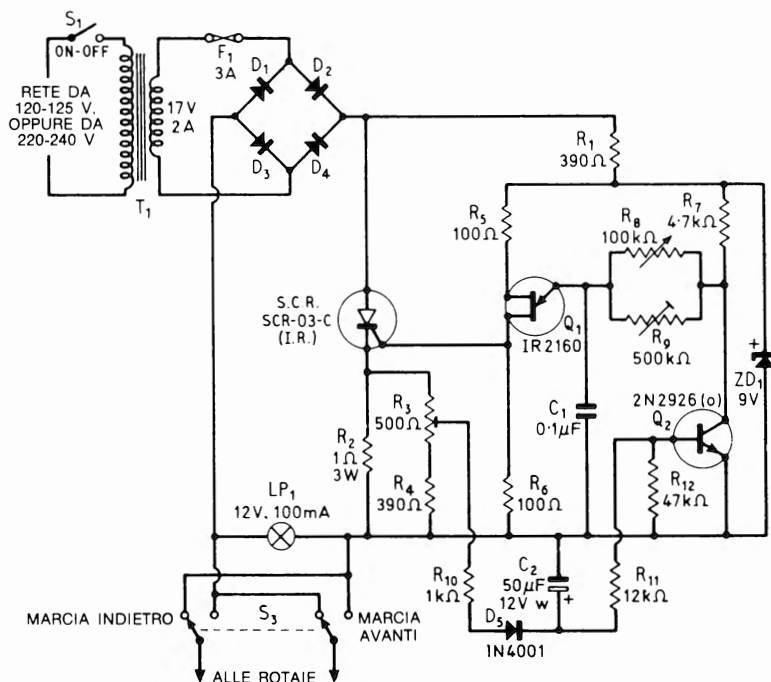



Figura 8.3 — Controllo della velocità dei modellini di treno, munito della protezione contro i cortocircuiti sul carico. I diodi da D_1 a D_4 sono da 3 A o più potenti, dotati di una tensione inversa di 30 V, al silicio.

le alla tensione regolata tramite R_8. Il doppio deviatore S_3 permette d'invertire la polarità dell'uscita, quindi di far o avanzare o retrocedere il trenino come si preferisce.

Il settore del circuito che serve come protezione contro i sovraccarichi lavora nel modo seguente. Ogni volta che lo s.c.r. innesca, si alimenta il motore del trenino R_2, e su questa si sviluppa una tensione di picco che è proporzionale al valore di picco della corrente d'uscita. Parte di questa tensione è ripresa dalla R_3 e carica il C_2 tramite D_5. La tensione di carica è portata alla base del Q_2 tramite R_{11}. R_3 va regolato in modo tale da ottenere che questa tensione sia appena sufficiente per mantenere nella conduzione il Q_2 quando la corrente d'uscita sale al valore di 1,5 A.

Se quindi sui binari avviene un corto, sulla R_2 appare una elevata tensione di picco, così sul C_2 e Q_2 conduce fortemente. Il Q_2 in tal modo appare come una sorta di cortocircuito, impedisce al Q_1 di funzionare, quindi di far condurre lo s.c.r. per diversi semiperiodi, cosicché la tensione d'uscita cala a zero. A questo punto, la tensione sul C_2 decade a sua volta, più lentamente, ed il Q_2 s'interdice lasciando che lo s.c.r. inneschi di nuovo e riapplichi l'alimentazione alle rotaie. Se il corto è ancora presente, il Q_2 torna ad interdirsi, e la corrente torna ad azzerarsi; se invece la causa che provocava il cortocircuito è stata rimossa l'apparecchio riprende a funzionare normalmente. Come si vede, la protezione dai cortocircuiti è completamente automatica ed interviene non appena si verifica un forte sovraccarico.

Dalla descrizione di cui sopra, si rileva che qualche semiperiodo è tuttavia applicato alle rotaie anche in presenza di un corto. L'ampiezza di tale corrente è limitata ad alcuni ampere dalla resistenza interna del circuito di controllo (compresa quella del T_1) ed in tal modo non porta ad alcun danno. Siccome i semiperiodi detti sono applicati, tanto per dire, con un rapporto di uno ogni quindici, la corrente media nelle condizioni di cortocircuito, in pratica è dell'ordine di 100 mA o suppergiù.

Progetti di temporizzatori per tergicristalli

Quando si guida sotto una pioggerella, o una forte umidità, ci si accorge che è impossibile impiegare normalmente il tergicristallo, perché questo non solo non pulisce più il parabrezza, ma lascia al contrario delle striscione opache che impediscono la visibilità. Al limite, le guarnizioni in gomma del tergicristallo, esercitando una forte frizione sul vetro, possono anche bloccarsi. In condizioni del genere, si deve far lavorare il dispositivo con una cadenza di una spazzolata ogni tanti secondi, invece che di continuo. La «temporizzazione» detta, può essere facilmente ottenuta per via elettronica. Due circuiti che effettuano il lavoro richiesto concludono il volume.

I dispositivi possono essere montati su oltre il 65 per cento delle automobi-

li moderne che impiegano l'impianto elettrico a 12 V e permettono di variare le pause tra una spazzolata e la successiva da un secondo a circa venti. I dispositivi sono studiati per poter lavorare con i convenzionali tergicristalli che prevedono il ritorno automatico al punto di riposo. NON sono adatti agli speciali tergicristalli muniti di freno dinamico e di inversione automatica nella posizione di riposo.

La *Figura 8.4* mostra il circuito di un tergicristallo convenzionale, con il proprio comando di azionamento. Il gruppo motore utilizza un contatto di ritorno automatico a riposo (S_1), che è attivato da una camma meccanicamente connessa al motore elettrico. Questo contatto è collegato tra il motore e lo chassis (massa generale), ed è aperto quando il sistema non è in funzione, ma si chiude non appena si mettono in moto le spazzole. L'interruttore manuale S_2 è collegato in parallelo con lo S_1.

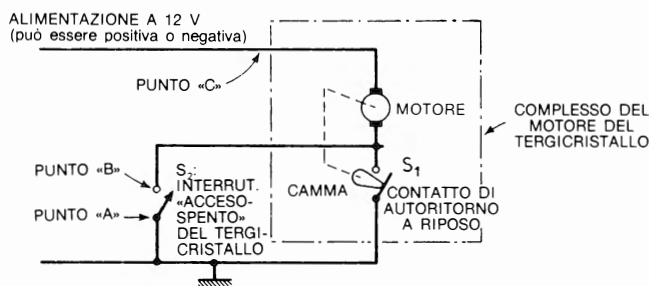



Figura 8.4 — Circuito di un convenzionale tergicristallo munito di autoritorno a riposo e relativo controllo S_2.

In tal modo, quando si chiude S_2, il motore è direttamente collegato in parallelo all'impianto elettrico, alla tensione di 12 V e le spazzole agiscono. Una volta che il motore sia avviato manualmente, lo S_1 è chiuso dalla camma. In tali condizioni, il motore continua a funzionare indipendentemente da S_2, almeno, sino al momento in cui il tutto torna nella posizione di riposo con la riapertura di S_1. Se S_2 è aperto, il motore parcheggia le spazzole nella corretta posizione, ma se S_1 è chiuso, le spazzole compiono una successiva escursione. La corrente assorbita da motori di questo genere, di solito si aggira sui 3 A, ma si deve considerare il picco di spunto che può giungere sino a 24 A. Quando si spegne il motore, inoltre, il brusco crollo del campo magnetico negli avvolgimenti provoca una f.e.m. inversa molto importante (tipicamente dell'ordine di 200 V di picco inverso) che è applicata ai capi di S_1 ed S_2.

La *Figura 8.5* mostra il circuito di un temporizzatore per tergicristallo previsto per impianti elettrici dal negativo a massa, che può essere impiegato per il tergicristallo di *Figura 8.4*. Lo s.c.r. è collegato in parallelo ad S_2, e normalmente è disinnescato. Il sistema di controllo è messo in azione chiudendo S_3. Il funzionamento è alquanto semplice.

Si assuma che S_2 sia aperto. Quando S_3 è chiuso, il Q_1 è alimentato attraverso il motore del tergicristallo ed il C_1 inizia a caricarsi tramite R_1 ed R_2. Dopo un intervallo di tempo previsto, il C_1 raggiunge il potenziale d'innesco del Q_1 che innesca e dà il trigger allo s.c.r. Una volta che lo s.c.r. sia in conduzione, si autoallaccia, quindi appare come un interruttore chiuso; in tal modo il motore risulta alimentato e le spazzole iniziano a muoversi. Quando S_1 si chiude in seguito all'azione meccanica, pone in corto lo s.c.r. ed il circuito del Q_1. In tal modo lo s.c.r. s'interdice, ma il motore continua ugualmente il ciclo di lavoro tramite S_1. Al termine della «spazzolata» S_1 si riapre ed in tal modo il Q_1 inizia un nuovo ciclo di temporizzazione, al termine del quale innesca lo s.c.r. e fa ripartire lo spazzolamento. Il tipo di lavoro descritto continua all'infinito sino a che S_3 è chiuso. Quando si riapre S_3, il Q_1 non riceve più alcuna alimentazione, quindi al termine della successiva spazzolata il complesso va a riposo.

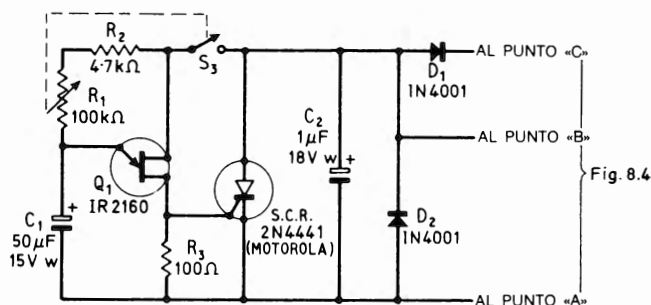



Figura 8.5 — Sistema di controllo temporizzato per tergicristallo: versione con il negativo a massa.

R_1 permette di variare la temporizzazione all'incirca tra un secondo e venti secondi. I diodi D_1 e D_2 limitano la f.e.m. inversa che giunge dal motore a circa 13 V, eliminando il pericolo di un possibile danneggiamento dei semiconduttori nel momento in cui il motore si spegne e C_2, infine, limita il rapporto di crescita della tensione anodica dello s.c.r., evitando che vi possano essere delle accensioni casuali dovute a transistori parassiti.

La versione del circuito per automobili che abbiano il positivo a massa, *Figura 8.6*, è quasi identica all'altra vista in precedenza; in pratica mutano solamente le connessioni. In ambedue i circuiti esaminati, si deve utilizzare uno s.c.r. in grado di sopportare una corrente di 8 A nel funzionamento continuo, ed una corrente di picco di 80 A; in tal modo vi è un ampio margine di sicurezza, per le intensità richieste dal motore. Ciascuno s.c.r. deve essere montato su di un piccolo radiatore, a prevenire un eventuale surriscaldamento. Prima d'iniziare la realizzazione pratica di uno dei due sistemi di controllo visti,

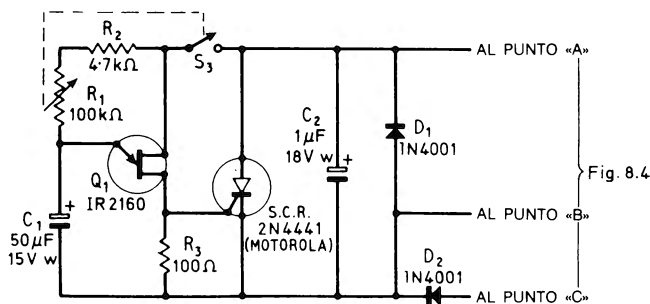



Figura 8.6 — Sistema di controllo temporizzato per tergicristallo: versione con il positivo a massa.

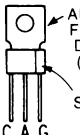
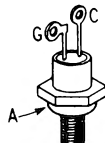
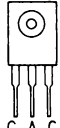
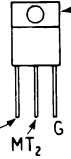
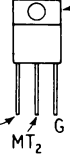
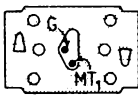
ci si deve accertare che il tergicristallo possa essere adattato al dispositivo che si vuole impiegare. Il controllo è piuttosto semplice, procedendo come ora diremo. Si collegheranno momentaneamente all'interruttore che mette in azione il tergicristallo due fili muniti di coccodrilli. Si metterà in funzione il quadro e si collegherà per un istante un fusibile SLOW-BLOW (a fusione rallentata) da 5 oppure 8 A tra i terminali dell'interruttore. Il tergicristallo deve lavorare nella maniera consueta. Si attenderà che due o tre spazzolate siano concluse, quindi si toglierà il fusibile mentre le spazzole sono all'incirca a mezza via. Le spazzole devono continuare a procedere normalmente e poi portarsi a riposo. Se le spazzole funzionano come si è detto, il sistema di controllo elettronico può essere impiegato. Se al contrario durante la prova il fusibile brucia o le spazzole non tornano a riposo, vi è qualche particolare, nella realizzazione del tergicristallo, che impedisce l'impiego dei sistemi elettronici commentati.

APPENDICE

Tabella 9.1 — Classificazione dei semiconduttori impiegati nei progetti che compaiono in questo manuale

Dispositivo	*Genere del dispositivo*	*Costruttore*	*Sagoma*
2N2926	Transistor npn	General Electric	1
2N3702	Transistor pnp	Texas	2
2N3704	Transistor npn	Texas	2
2N3055	Transistor npn	R.C.A.	3
IR2160	Transistor u.j.t.	International Rect.	4
IR106Y1	S.C.R.	International Rect.	5
SCR-01-C	S.C.R.	International Rect.	6
SCR-03-C	S.C.R.	International Rect.	6
2N3228	S.C.R.	R.C.A.	7
2N3525	S.C.R.	R.C.A.	7
2N4441	S.C.R.	Motorola	8
ST2	Diac	General Electric	Non è riportata (perché il dispositivo non è polarizzato.)
IRT82	Triac	International Rect.	9
IRT84	Triac	International Rect.	10
40575	Triac	R.C.A.	11
40511	Quadrac	R.C.A.	12
40512	Quadrac	R.C.A.	12
2N4990	S.U.S.	General Electric	13
2N4991	S.B.S.	General Electric	14
PA424	Circuito Integrato	General Electric	15

Nota: In caso di difficoltà di rintraccio, per i semiconduttori elencati, i lettori italiani possono rivolgersi alla Ditta G.B.C. Italiana, Viale Matteotti 66, 20092 Cinisello Balsamo (Mi), o presso le Sedi della Ditta che sono presenti in tutte le città.

Tabella 9.2 — Sagome e connessioni dei Semiconduttori

L. 9.000

Cod. 606-D

I TIRISTORI - 110 PROGETTI PRATICI

Com'è noto, negli anni recenti, si sono fatti degli importanti progressi nella tecnica dei semiconduttori, e sono stati sviluppati dei dispositivi che sono in grado di controllare e commutare delle correnti molto forti, anche assai più elevate di quelle che s'impiegano nei normali circuiti. Tra questi dispositivi, i più importanti sono gli interruttori di grande potenza a semiconduttore, che possono finalmente controllare quelle intensità che in precedenza potevano unicamente essere commutate tramite dei relais.
In questo volume, si descrive un importante numero di progetti che impiegano dispositivi a semiconduttore che fanno parte della famiglia dei tiristori, e che sopportano le tensioni di rete, con delle correnti di decine o centinaia di Ampére. Sia gli S.C.R. che i triac, possono essere impiegati in una infinità di interessanti applicazioni, dal controllo della luminosità delle lampade, alla velocità dei motori elettrici, dal controllo completamente automatizzato di stufe ed elementi riscaldatori ai sistemi antifurto e, naturalmente, possono essere impiegati con molto vantaggio per sostituire sia gli interruttori meccanici che i relais in molti sistemi di controllo funzionanti in corrente alternata o continua.
I progetti trattati nel manuale, che vanno dal semplicissimo sistema di allarme al sofisticato sistema di controllo completamente automatico per impianti di riscaldamento elettrico, possono essere tutti interessanti sia per lo sperimentatore elettronico, sia per lo studente di elettronica, sia per il professionista.
Così come negli altri manuali di R.M. Marston, pubblicati con notevole successo in Inghilterra, anche in questo, per tutti i progetti trattati s'impiegano dei componenti che possono essere rintracciati con la massima facilità ovunque, e tutti i circuiti esposti sono stati sottoposti a collaudo uno per uno.

GRUPPO
EDITORIALE
JACKSON
R.M. Marston
Progetti pratici
I TIRISTORI 110
40